

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

ESTUDO DA REGULAÇÃO CRUZADA EM UM

CONVERSOR FORWARD DE DUAS SAÍDAS

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

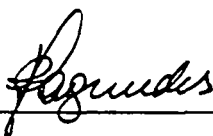
WAGNER BERGAMO MARTINS DO NASCIMENTO

FLORIANÓPOLIS, JUNHO DE 1992

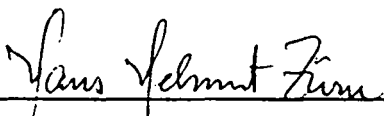
**ESTUDO DA REGULAÇÃO CRUZADA EM UM CONVERSOR
FORWARD DE DUAS SAÍDAS**

WAGNER BERGAMO MARTINS DO NASCIMENTO

**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO
DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E
APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO**



**Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Orientador**

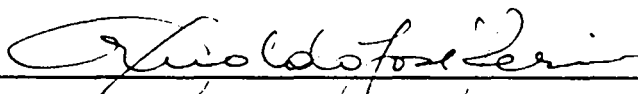


p/ **Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etát.
Coordenador do curso de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica**

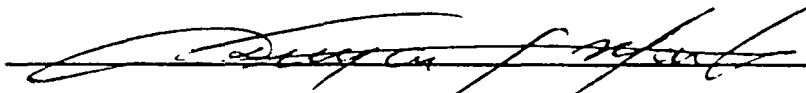
BANCA EXAMINADORA:



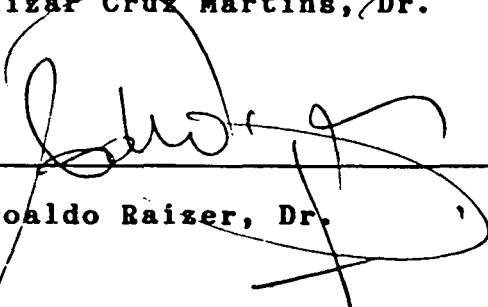
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Adroaldo Raizer, Dr.

**A meus Pais
José e Celina**

Aos meus irmãos
José Carlos, Reinaldo, Edmar e Sandra Regina

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, pela orientação e amizade dispensada na realização deste trabalho.

Aos professores participantes de minha banca examinadora: João Carlos dos Santos Fagundes, Ivo Barbi, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins e Adroaldo Raizer, pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho

À minha namorada Adriana, pela compreensão e dedicação durante todos momentos importantes da realização deste trabalho.

Aos amigos técnicos, Coelho, Pacheco, Adenir e as secretárias, Rosângela e Mariângela, do laboratório de Eletrônica de Potência, pela amizade e colaboração na realização deste trabalho.

Aos amigos e colegas que convivendo com o desenvolvimento deste trabalho, ou mesmo estando longe, sempre apoiaram e incentivaram na realização do mesmo.

Ao amigo bolsista Dalton, que muito colaborou na realização desta pesquisa.

À Universidade Federal de Santa Catarina e a Capes, pelo apoio financeiro.

SUMÁRIO

| | |
|--|--------|
| RESUMO | ix |
| ABSTRACT | x |
| INTRODUÇÃO GERAL | xi |
| CAPÍTULO 1 - ESTUDO DO CONVERSOR UTILIZADO | 1 |
| 1.1 - Introdução | 1 |
| 1.2 - Estrutura a ser Analisada | 1 |
| 1.3 - Análise Qualitativa do Conversor | 3 |
| 1.4 - Análise Quantitativa do Conversor | 10 |
| 1.5 - Conclusão | 18 |
| CAPÍTULO 2 - PROJETO E ANÁLISE DO CONVERSOR FORWARD COM DUAS SAÍDAS | 19 |
| 2.1 - Introdução | 19 |
| 2.2 - Apresentação da Estrutura Estudada | 20 |
| 2.3 - Dimensionamento do MOSFET e Cálculo Térmico ... | 21 |
| 2.4 - Comando de Gate do MOSFET | 24 |
| 2.5 - Dimensionamento do Transformador | 26 |
| 2.5.1 - Escolha do Núcleo Limitado pela Saturação | 27 |
| 2.5.2 - Escolha do Núcleo Limitado pelas Perdas . | 27 |
| 2.5.3 - Cálculo das Perdas no Núcleo | 28 |
| 2.5.4 - Cálculo de Perdas nos Enrolamentos | 29 |
| 2.5.5 - Cálculo Térmico das Perdas Envolvidas ... | 32 |
| 2.6 - Dimensionamento dos Indutores de Filtragem | 33 |
| 2.7 - Dimensionamento dos Capacitores de Filtragem .. | 36 |
| 2.8 - Resultados de Simulação | 37 |
| 2.9 - Resultados Experimentais | 41 |
| 2.10- Conclusão | 44 |

| | |
|--|----|
| CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DA REGULAÇÃO CRUZADA DINÂMICA | 45 |
| 3.1 - Introdução | 45 |
| 3.2 - Dimensionamento dos Indutores Acoplados | 46 |
| 3.2.1 - Cálculos dos Indutores Acoplados | 46 |
| 3.3 - Estudo Experimental | 48 |
| 3.3.1 - Considerações Feitas para o Estudo | 48 |
| 3.3.2 - Resultados Experimentais | 50 |
| 3.4 - Conclusão | 58 |
| CAPÍTULO 4 - INFLUÊNCIA DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS NA REGULAÇÃO CRUZADA | 59 |
| 4.1 - Introdução | 59 |
| 4.2 - Características Importantes do Transformador .. | 60 |
| 4.3 - Uma Análise de Diferentes Topologias de Bobinagem | 63 |
| 4.3.1 - Estudo Experimental | 63 |
| 4.3.2 - Resultados Obtidos | 65 |
| 4.4 - Conclusão | 66 |
| CONCLUSÕES GERAIS | 68 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 70 |
| ANEXO 1 | 72 |

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo fazer uma análise da regulação cruzada em uma fonte chaveada off-the-line de múltiplas saídas.

O conversor proposto para análise é o conversor forward de duas chaves com duas saídas isoladas.

Faz-se uma análise apresentando a influência do transformador na regulação cruzada estática. Após este estudo desenvolve-se um protótipo obtendo-se resultados experimentais, validando os estudos analíticos.

Um estudo com respeito a regulação cruzada dinâmica é desenvolvido utilizando-se da técnica de indutores de filtragem das saídas acoplados.

Com base nos resultados alcançados apresenta-se uma explanação no que diz respeito ao transformador.

Faz-se também um estudo do acoplamento do transformador apresentando-se resultados experimentais confirmando a sua influência na regulação cruzada estática.

ABSTRACT

This work presents an analysis of cross regulation applied in multiple output switching mode power supplies.

The proposed converter is the two switches forward converter with two isolated outputs.

The analysis of the static cross regulation by the transformer influence is made. A prototype was built to demonstrate the validity of theoretical analysis.

An analysis of dynamic cross regulation considering the coupled filter inductor is presented.

In order to determine a manner of influencing on transformer parameters, an analysis concerning the design of the transformer is made.

INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores de energia de modo chaveado têm sido empregados para fornecer aos equipamentos tensões reguladas e isoladas de diferentes níveis.

Com o desenvolvimento, e consequente compactação dos equipamentos eletrônicos, as fontes chaveadas passaram a representar grande parte do volume destes equipamentos.

Em vista disso se fez necessário concentrar esforços na busca da compactação também das fontes chaveadas. Uma redução foi alcançada com o desenvolvimento de novos semicondutores de potência, bem como das novas técnicas de chaveamento para comutação não dissipativa.

Com o desenvolvimento das fontes chaveadas os componentes magnéticos destas fontes (transformadores e indutores), passaram a representar um volume muito grande relativamente ao volume total. Com a utilização da técnica de comutação não dissipativa se é capaz de operar em frequências de chaveamento elevadas, com baixas perdas, conseguindo desta forma uma redução significativa no volume destes elementos magnéticos. Esta operação em alta frequência foi possibilitada pelo desenvolvimento dos semicondutores.

Por outro lado a operação em alta frequência faz com que alguns fenômenos que ocorrem nas fontes chaveadas comecem a ter um efeito mais pronunciado. Um destes efeitos é a regulação cruzada.

Nas fontes chaveadas apesar das saídas estarem isoladas eletricamente elas estão acopladas magneticamente pelo transformador. Este, então, possibilita a interferência de uma saída na outra. O fenômeno da regulação cruzada é devido principalmente a esta interligação magnética, mais diretamente do acoplamento entre os enrolamentos do transformador.

As tensões de saída das fontes chaveadas variam quando ocorre uma variação na carga de qualquer uma das saídas. Este é o fenômeno chamado de regulação cruzada. Neste fenômeno há dois pontos distintos a serem considerados, um seria a regulação cruzada estática e o outro a regulação cruzada dinâmica.

Quando ocorre a variação de carga de uma das saídas esta

provoca uma mudança do nível de tensão das saídas nas quais manteve-se a carga original, fazendo com que não se tenha o valor nominal destas tensões. Este valor permanece em um valor constante até ocorrer uma nova variação de carga. Este seria então o fenômeno da regulação cruzada estática.

Antes de atingir um valor de regime, há um efeito transitório nas tensões de saída no instante da variação de carga, até que as tensões se estabilizem em um valor constante. Identifica-se aí a regulação cruzada dinâmica.

Existem muitas aplicações em que as fontes chaveadas precisam obedecer especificações que não permitem uma variação muito grande das tensões de saída. Juntando-se ao fato de que se procura operar as fontes chaveadas em alta frequência para uma redução no volume, e que quanto mais alta a frequência mais agravado fica o problema da regulação cruzada, é de grande importância um estudo mais detalhado deste fenômeno.

Para minimizar este problema pode-se controlar uma das saídas da fonte chaveada, geralmente a de maior potência, ficando as outras suscetíveis às variações [7].

As soluções que se tem para as saídas não reguladas é a de controlá-las por métodos de pós regulação [8]. Neste caso depara-se com os inconvenientes de maior complexidade e custo da montagem.

Nestas soluções citadas atua-se nas consequências do problema da variação das tensões de saída, não combatendo as suas causas.

Este trabalho tem como objetivo determinar as influências dos parâmetros do transformador de maneira a buscar uma atuação sobre as causas do problema da regulação cruzada.

No capítulo 1 será feito inicialmente um estudo qualitativo caracterizando a influência dos parâmetros do transformador. A seguir far-se-á uma análise quantitativa em que se possa verificar diretamente estas influências através de equações matemáticas.

No capítulo 2 será apresentado um projeto do conversor, cujos parâmetros serão utilizados para uma análise via simulação. A partir deste projeto também será elaborado um protótipo para a obtenção de resultados experimentais com o

objetivo de validar os resultados até então alcançados. No projeto do conversor serão apresentados os dimensionamentos dos componentes mais importantes com relação a regulação cruzada, como por exemplo o transformador.

No capítulo 3 será feita uma análise da regulação cruzada dinâmica. Neste estudo será elaborado um projeto acoplando os indutores de filtragem das saídas em um mesmo núcleo, verificando a influência na regulação cruzada dinâmica bem como a influência do volume destes componentes com relação ao apresentado pelos indutores desacoplados.

No último capítulo será apresentada uma análise da influência dos elementos magnéticos na regulação cruzada. Será apresentado um estudo de topologias de bobinagem do transformador verificando a influência no acoplamento magnético, consequentemente na regulação cruzada.

CAPÍTULO 1

1 - ESTUDO DO CONVERSOR UTILIZADO

1.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é fazer um estudo teórico do fenômeno da regulação cruzada em um conversor. Este será analisado evidenciando o problema da regulação cruzada para determinar as influências dos parâmetros do transformador.

Como tem-se na literatura estudos sobre este fenômeno, será feita uma revisão bibliográfica apresentando a metodologia com que se tem analisado a regulação cruzada bem como os tipos de conversores, os quais fizeram parte do estudo.

Apresentar-se-á o conversor sobre o qual o estudo será desenvolvido, descrevendo a metodologia que será utilizada para análise no caso presente.

Inicialmente será feita uma análise qualitativa acerca do comportamento do conversor. Primeiramente serão apresentadas as etapas de operação do conversor considerando os componentes, tais como os semicondutores e o transformador ideais. Em seguida se fará esta mesma análise considerando a não idealidade do transformador para determinar a influência deste na regulação cruzada.

Na última parte deste capítulo será feita uma análise quantitativa com o objetivo de determinar expressões matemáticas, possibilitando interpretar o comportamento do conversor pela influência dos parâmetros do transformador, isto é, das suas indutâncias próprias e mútuas.

1.2 - ESTRUTURA A SER ANALISADA

O fenômeno da regulação cruzada já foi objetivo de estudo de vários autores, utilizando diferentes topologias dos conversores e diferentes metodologias. Este fenômeno atualmente tem adquirido uma grande relevância em função da operação das fontes chaveadas em frequências cada vez maiores o que veio agravar o problema da regulação cruzada e aumentar ainda mais a

influência dos elementos magnéticos.

Existem basicamente duas maneiras de se abordar o estudo dos efeitos do transformador na regulação cruzada. Uma destas maneiras é fazer-se uma análise considerando uma normalização do circuito do conversor. Tal normalização consiste em referir todos os elementos presentes na estrutura à saída principal ou ao primário do transformador [1], [2], [3].

Uma outra possibilidade é fazer-se uma análise com base em um conjunto de equações que modelem o comportamento do transformador, através das indutâncias próprias e mútuas, sem a normalização do circuito [4], [5].

O fenômeno da regulação cruzada está presente na maioria dos conversores. A análise levando em conta a normalização do circuito foi utilizada nos conversores dos tipos flyback [2], [3], e forward [1]. Nos estudos feitos em [4] e [5] foi utilizado também o conversor flyback.

Por se achar a análise com base em um conjunto de equações mais completa, pois as indutâncias de dispersão de todos os enrolamentos são levadas em conta, e tratar de um estudo mais detalhado da regulação cruzada, a metodologia que será utilizada no presente trabalho segue a segunda das possibilidades citadas, baseando-se em um conjunto de equações que modelam o comportamento do transformador.

O conversor proposto para análise é o conversor forward de duas saídas isoladas apresentado na figura 1.1.

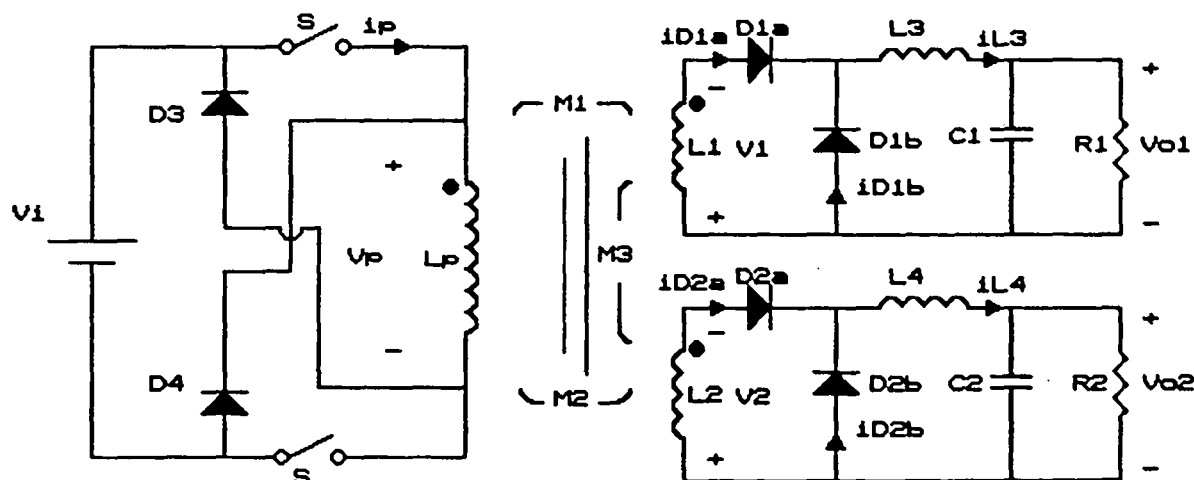


FIGURA 1.1 - Conversor Forward com duas Saídas Isoladas

Onde:

L_p , L_1 , L_2 - indutâncias próprias dos enrolamentos primário, secundário 1 e secundário 2;

M_1 , M_2 , M_3 - indutâncias mútuas entre os enrolamentos do transformador;

V_p , V_1 , V_2 - tensões dos enrolamentos primário, secundário 1 e secundário 2;

L_3 , L_4 - indutores de filtragem das saídas;

C_1 , C_2 - capacitores de filtragem das saídas;

R_1 , R_2 - resistências das cargas.

O conversor forward na sua forma convencional apresenta-se em uma topologia diferente da mostrada na figura 1.1. Nesta topologia mais convencional, o conversor apresenta apenas uma das chaves em série com o enrolamento primário do transformador, e os diodos D_3 e D_4 são eliminados. Desta forma não há possibilidade da desmagnetização do transformador ocorrer pelo próprio enrolamento primário, como na topologia com duas chaves. Para realizar a desmagnetização, na topologia convencional, é utilizado um enrolamento auxiliar no transformador, em série com um diodo, devolvendo a energia para a fonte.

Optou-se pela topologia do conversor com duas chaves, por se tratar de um estudo de regulação cruzada em que se leva em conta o efeito dos componentes magnéticos, eliminando então o enrolamento do transformador necessário para a desmagnetização.

1.3 - ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR

Em uma primeira análise serão apresentadas as etapas de operação do conversor, considerando os semicondutores e o transformador ideais. Nas figuras a seguir, são mostradas as etapas de operação seguidas de uma descrição para os intervalos considerados.

As formas de onda das correntes e tensões mais importantes, no que diz respeito à regulação cruzada, são apresentadas na figura 1.5.

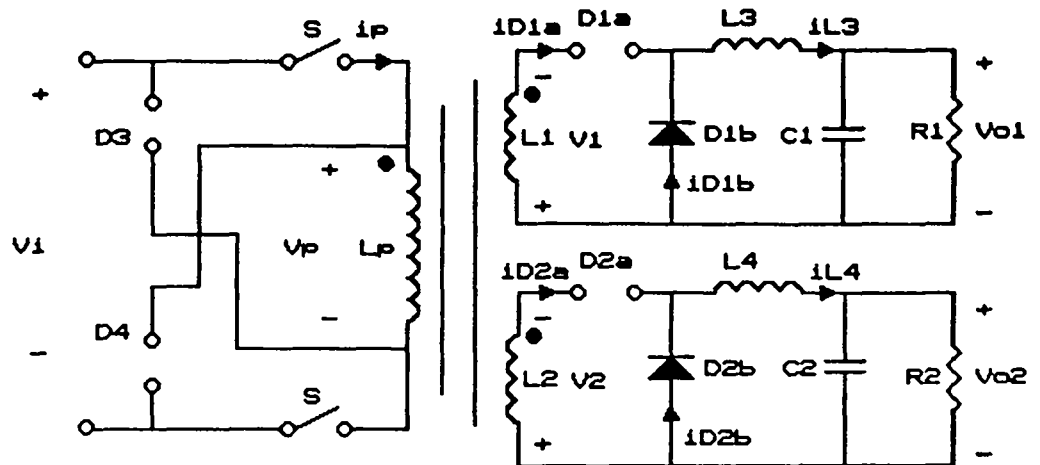


FIGURA 1.2 - 1ª Etapa de Funcionamento Ideal (etapa a)

Etapa (a) - inicialmente os diodos D_{1b} e D_{2b} estão conduzindo e as chaves (S) estão abertas;

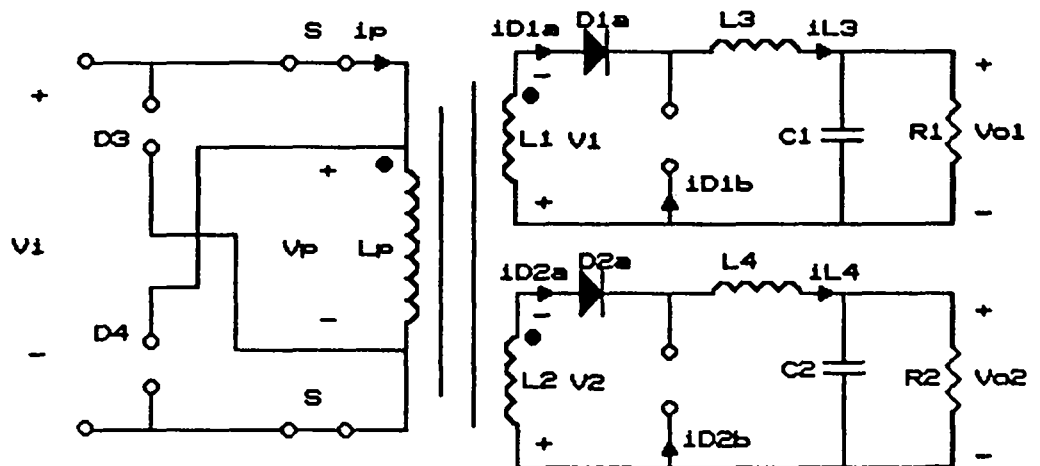


FIGURA 1.3 - 2ª Etapa de Funcionamento Ideal (etapa b)

Etapa (b) - as chaves (S) são fechadas e os diodos D_{1a} e D_{2a} entram em condução. Os diodos D_{1b} e D_{2b} se bloqueiam e são polarizados reversamente;

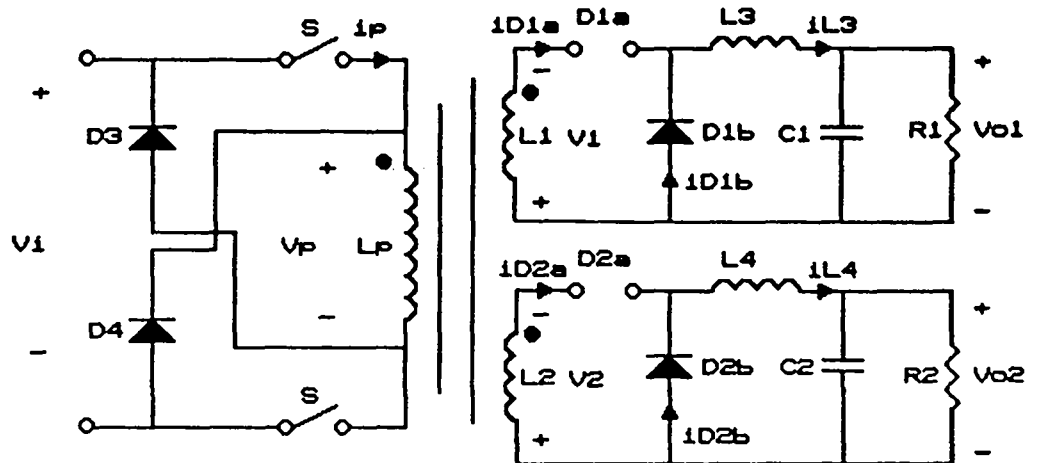


FIGURA 1.4 - 3ª Etapa de Funcionamento Ideal (etapa c)

Etapa (c) - as chaves são abertas. Os diodos $D1b$, $D2b$, $D3$ e $D4$ ficam polarizados diretamente e entram em condução e os diodos $D1a$ e $D2a$ se bloqueiam. Esta etapa termina quando os diodos $D3$ e $D4$, que permitem a desmagnetização do transformador, se bloqueiam permanecendo em condução somente $D1b$ e $D2b$ reiniciando o ciclo.

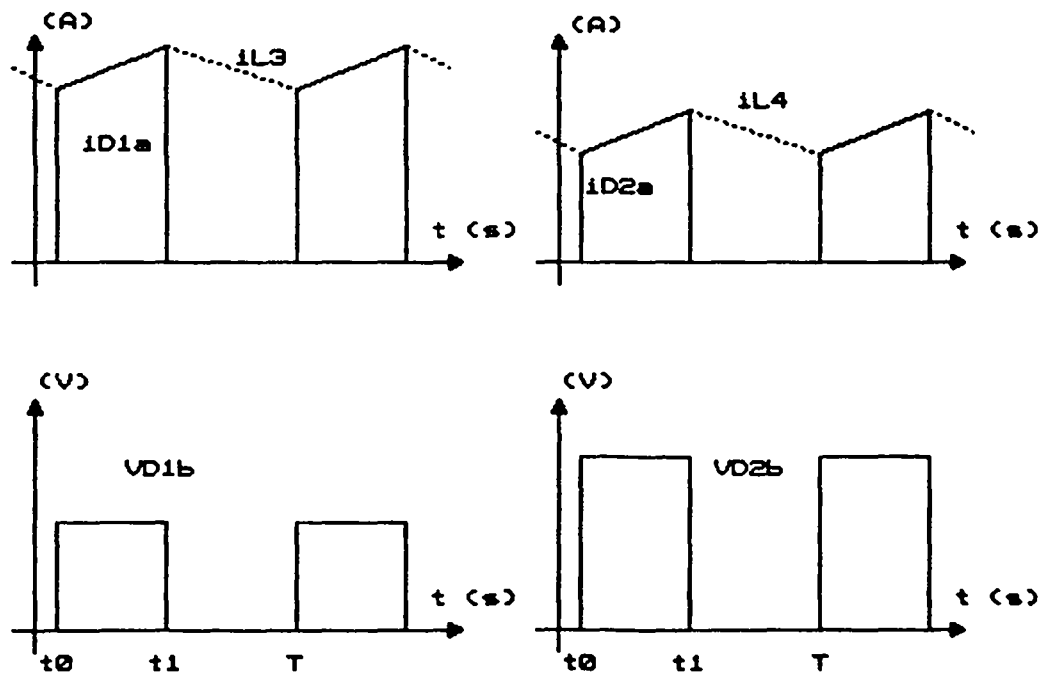


FIGURA 1.5 - Formas de Onda das Correntes e Tensões

É importante salientar que as formas de onda das tensões apresentadas, V_{D1b} e V_{D2b} , são de fundamental importância pois, considerando-se a malha composta pelo diodo de roda livre, o indutor de filtragem e o capacitor de filtragem de cada saída, verifica-se que as tensões médias nos diodos de roda livre são as respectivas tensões de saída V_{O1} e V_{O2} .

Considerando-se a não idealidade do transformador, isto é, levando em conta que o acoplamento entre os enrolamentos não é ideal, verifica-se que o número de etapas de operação do conversor aumentará. Nas figuras 1.6 a 1.12 são apresentadas estas etapas, nas quais foi desprezado, por não influenciar na análise da regulação cruzada, o instante em que os diodos que permitem a desmagnetização do transformador, D_3 e D_4 , se bloqueiam.

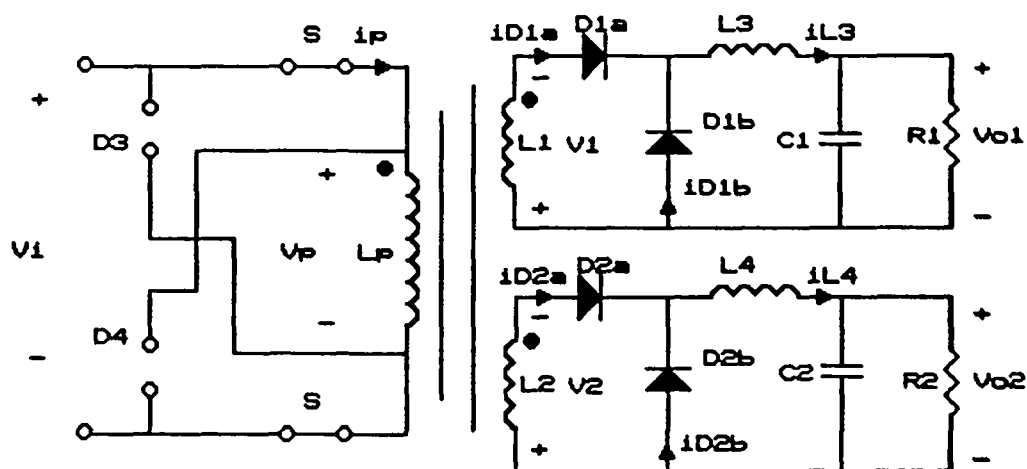


Figura 1.6 - 1ª Etapa de Funcionamento (etapa a)

Etapa (a) - diodos D_{1b} e D_{2b} estão em condução, as chaves (S) são fechadas e os diodos D_{1a} e D_{2a} entram em condução (t_0 , t_1). Devido a presença das indutâncias de dispersão, os diodos D_{1a} e D_{2a} não assumem instantaneamente as correntes dos respectivos indutores de filtragem das saídas, permanecendo, então, os diodos de roda livre em condução por um tempo maior.

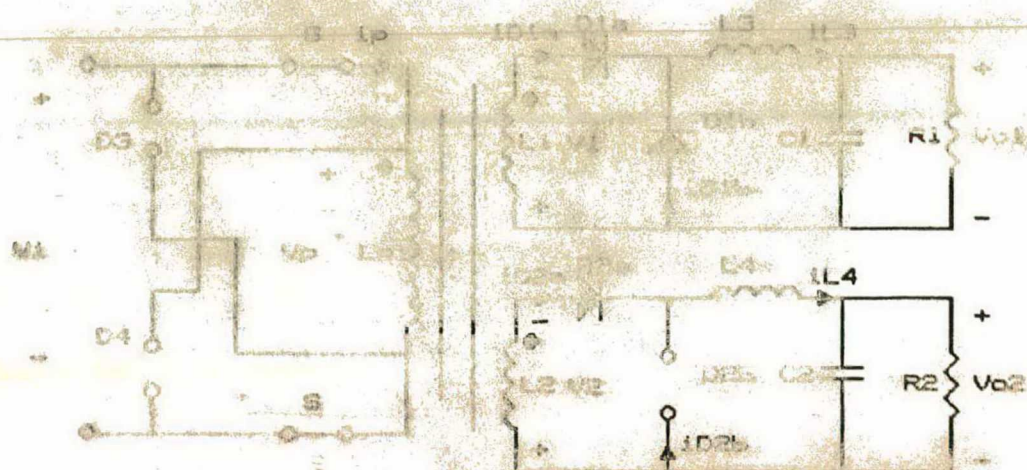


Figura 1.7 - 22 Etapa de Funcionamento (etapa b)

Etapa (b) - O diodo D_3 assume a corrente do indutor de filtragem, i_{L3} , e o diodo D_4 é bloqueado (i_1, i_2). A partir deste instante o indutor L_3 permanece em série com o diodo D_3 , adicionando desta forma a indutância equivalente deste ramo à indutância, então, a inclinação da corrente do secundário da saída 2.

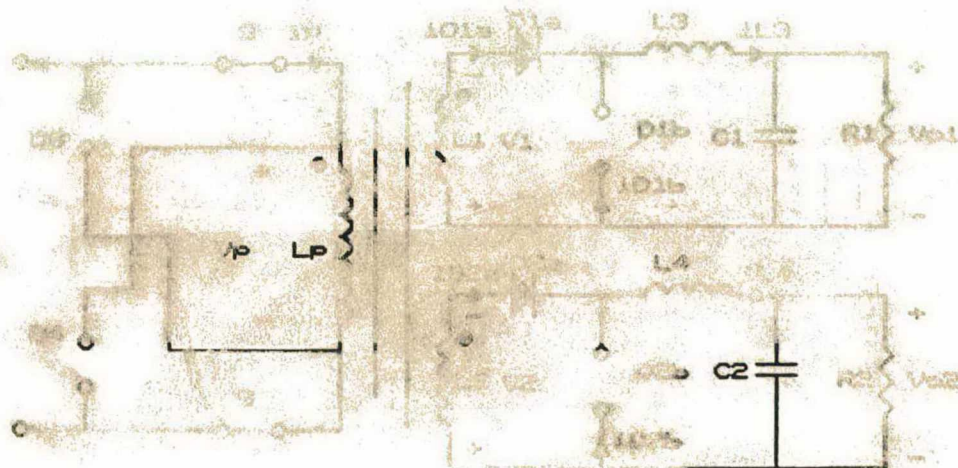


Figura 1.8 - 13 Etapa de Funcionamento (etapa c)

Etapa (c) - D_4 assume a corrente do indutor de filtragem, i_{L3} , e o diodo D_3 é bloqueado (i_2, i_3). Da mesma forma que na etapa anterior, a partir deste instante, o indutor L_3 permanece em série com o diodo D_4 , adicionando desta forma a indutância equivalente deste ramo, portanto, novamente, modificando a inclinação da corrente do secundário da saída 1.

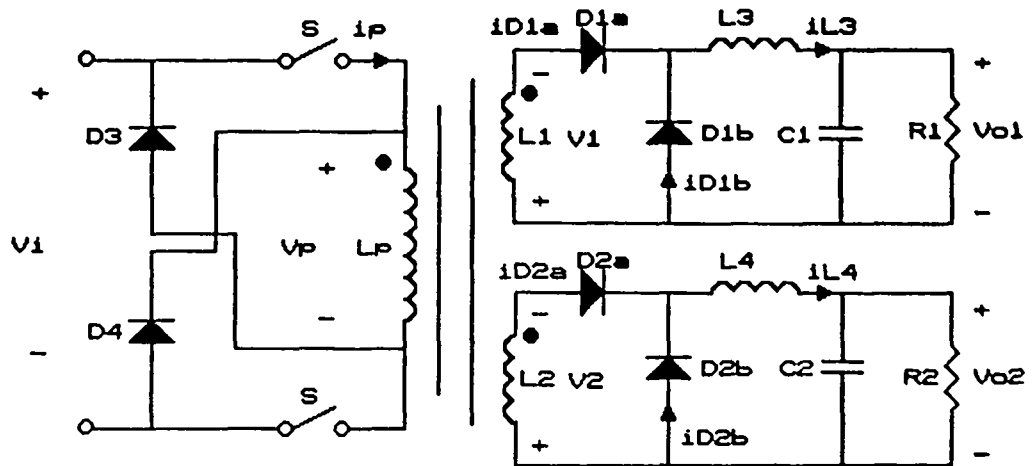


Figura 1.9 - 4ª Etapa de Funcionamento (etapa d)

Etapa (d) - as chaves são comandadas a abrir e os diodos D_{1b} , D_{2b} , D_3 e D_4 são polarizados diretamente e entram em condução (t_3 , t_4). Os diodos D_{1a} e D_{2a} são polarizados reversamente, mas devido à presença da indutância de dispersão não se bloqueiam instantaneamente, permanecendo, então, em condução por mais um tempo.

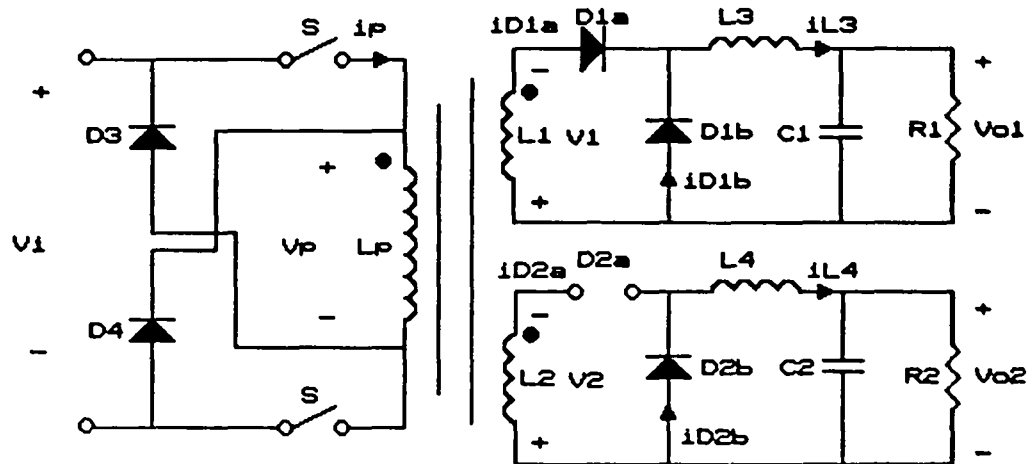


Figura 1.10 - 5ª Etapa de Funcionamento (etapa e)

Etapa (e) - diodo D_{2a} se bloqueia e o diodo D_{2b} assume a corrente do indutor de filtragem, i_{L4} , (t_4 , t_5);

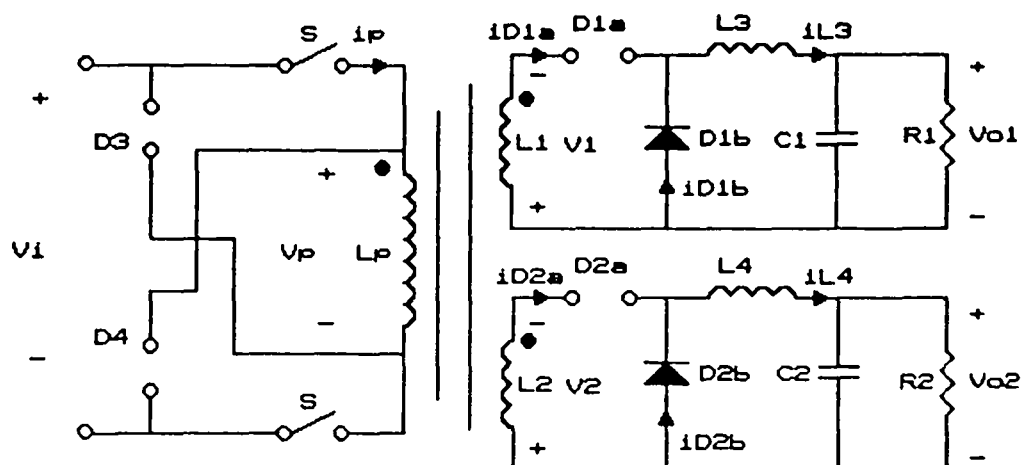


Figura 1.11 - 6ª Etapa de Funcionamento (etapa f)

Etapa (f) - diodo D_{1a} se bloqueia e o diodo D_{1b} assume a corrente do indutor de filtragem, i_{L3} , (t_5 , T). No final desta etapa o ciclo é completado.

Da mesma forma do que foi apresentado na análise das etapas ideais, analisando-se as formas de onda das correntes i_{D1a} e i_{D2a} , levando-se em conta agora a presença das indutâncias de dispersão do transformador, tem-se como resultado as formas de onda mostrada na figura 1.12.

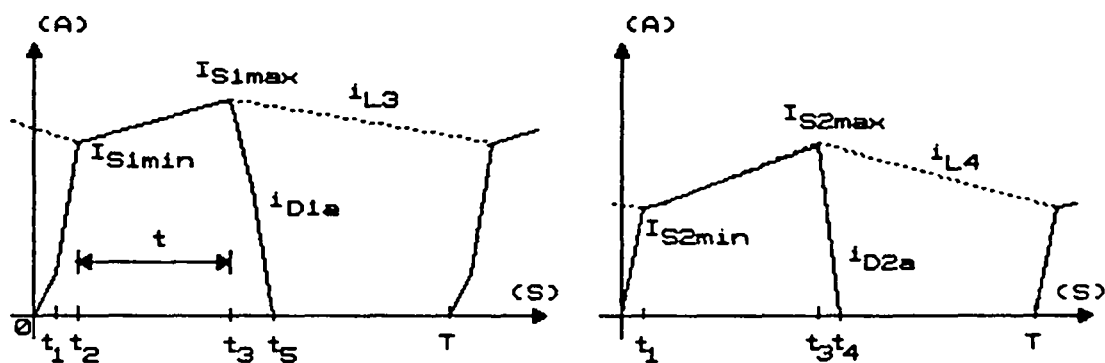


FIGURA 1.12 - Formas de Onda das Correntes.

Como mostrado nas etapas de operação considerando a não idealidade, os diodos D_{1a} e D_{2a} não assumem instantaneamente as correntes dos respectivos indutores de filtragem das saídas quando as chaves (S) são fechadas, intervalos (t_0, t_1) e (t_1, t_2) .

Isto acontece devido às presenças das indutâncias de dispersão do transformador. Com isso os diodos D_{1b} e D_{2b} continuam conduzindo por um intervalo de tempo maior. Consequentemente as tensões médias, V_{D1b} e V_{D2b} , decrescem.

Viu-se que as tensões médias destes diodos são as respectivas tensões das saídas, V_{01} e V_{02} . Com isso, este efeito também aparecerá nas tensões de saída, reduzindo-as.

O tempo de atraso dos diodos D_{1a} e D_{2a} , em assumirem totalmente a corrente dos respectivos indutores de filtragem das saídas, depende do acoplamento dos enrolamentos, e também do nível de carga às quais estão submetidas as saídas. Quanto maior o nível de carga, maior o tempo de atraso.

Como a tensão da saída de maior potência é regulada variando-se a razão cíclica das chaves, o atraso dos diodos D_{1b} e D_{2b} no bloqueio, não afeta esta tensão, pois o controlador atua deixando as chaves (S) em condução por um intervalo de tempo maior, de modo a manter o nível de tensão desejado nesta saída.

Por outro lado, o nível de tensão da saída não regulada vai depender do nível de carga da própria saída, bem como da saída regulada e também do acoplamento dos enrolamentos. Isto acontece pelo fato de que nem sempre os tempos de atraso dos diodos são iguais (t_1 e t_2).

Tendo-se um ponto de operação em que os níveis de carga das saídas e o acoplamento dos enrolamentos provocassem atrasos nos diodos de forma a obter $t_1 = t_2$, a saída não regulada seria indiretamente controlada. Desta forma o número de etapas de funcionamento reduziria, pois o instante t_1 é igual a t_2 .

Da mesma forma poder-se-ia ter situações em que o instante t_1 fosse menor do que t_2 e também t_3 menor do que t_4 , tendo-se então sequências diferentes das etapas apresentadas anteriormente.

1.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

Para se realizar um estudo analítico da regulação cruzada, algumas hipóteses simplificativas devem ser adotadas. Assim foram feitas, neste estudo, as seguintes considerações:

- (a) são desprezados os efeitos das resistências dos enrolamentos do transformador;
- (b) os diodos da mesma saída tem iguais tensões de condução e as resistências de condução são nulas ($V_{D1a}=V_{D1b}=V_{D1}$; $V_{D2a}=V_{D2b}=V_{D2}$);
- (c) a resistência série equivalente do capacitor é desprezada;
- (d) as chaves (S) são consideradas ideais;
- (e) as tensões de saída são constantes durante um período de funcionamento.

O problema da regulação cruzada está relacionado com os parâmetros do transformador, os quais provocam um atraso no bloqueio dos diodos D_{1b} e D_{2b} . Para verificar-se a influência do transformador, é necessário que se conheça as correntes envolvidas para os instantes em que se caracteriza o fenômeno da regulação cruzada.

Para o circuito da figura 1.1 tem-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p & -M_1 & -M_2 \\ -M_1 & L_1 & M_3 \\ -M_2 & M_3 & L_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} di_p/dt \\ di_{D1a}/dt \\ di_{D2a}/dt \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Aplicando as condições do circuito à equação (1.1), é possível deduzir as expressões das correntes para os instantes que caracterizam a influência dos parâmetros do transformador na regulação cruzada. Obtém-se como resultados as expressões abaixo.

Intervalo (t_0 , t_1):

$$\begin{bmatrix} V_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p & -M_1 & -M_2 \\ -M_1 & L_1 & M_3 \\ -M_2 & M_3 & L_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} di_p/dt \\ di_{D1a}/dt \\ di_{D2a}/dt \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Intervalo (t_1 , t_2):

$$\begin{bmatrix} V_i \\ 0 \\ -(V_{D2a}+V_{02}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p & -M_1 & -M_2 \\ -M_1 & L_1 & M_3 \\ -M_2 & M_3 & L_2+L_4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} di_p/dt \\ di_{D1a}/dt \\ di_{D2a}/dt \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Intervalo (t_2 , t_3)

$$\begin{bmatrix} V_i \\ -(V_{D1a}+V_{01}) \\ -(V_{D2a}+V_{02}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p & -M_1 & -M_2 \\ -M_1 & L_1+L_3 & M_3 \\ -M_2 & M_3 & L_2+L_4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} di_p/dt \\ di_{D1a}/dt \\ di_{D2a}/dt \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Resolvendo as equações (1.2), (1.3) e (1.4) tem-se:

Para (t_0 , t_1):

$$i_{D1a} = k_1 \cdot V_i \cdot t \quad ; \quad i_{D2a} = k_2 \cdot V_i \cdot t \quad (1.5)$$

Para (t_1 , t_2):

$$i_{D1a} = [k_3 \cdot V_i - k_4 \cdot (V_{D2} + V_{02})] \cdot (t - t_1) + i_{D1a}(t_1) \quad (1.6)$$

$$i_{D2a} = [k_5 \cdot V_i - k_6 \cdot (V_{D2} + V_{02})] \cdot (t - t_1) + i_{D2a}(t_1)$$

Para (t_2 , t_3):

$$i_{D1a} = i_{L3} \quad ; \quad i_{D2a} = i_{L4} \quad (1.7)$$

$$i_{L3} = [k_7 \cdot V_i - k_8 \cdot (V_{D1} + V_{01}) - k_9 \cdot (V_{D2} + V_{02})] \cdot (t - t_2) + I_{S1min}$$

$$i_{L4} = [k_{10} \cdot V_i - k_{11} \cdot (V_{D1} + V_{01}) - k_{12} \cdot (V_{D2} + V_{02})] \cdot (t - t_2) + I_{D2a}(t_2)$$

Onde :

$$k_1 = \frac{M_1 \cdot L_2 \cdot L_1 \cdot L_p + M_1^2 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_2 \cdot M_3 \cdot L_1 \cdot L_p - M_1^3 \cdot L_2}{(L_1 \cdot L_p - M_1^2) \cdot (2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot L_1 + L_2 \cdot L_1 \cdot L_p - L_2 \cdot M_1^2)} \quad (1.8)$$

$$k_2 = \frac{M_2 \cdot L_1 - M_1 \cdot M_3}{(2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot L_1 + L_2 \cdot L_1 \cdot L_p - L_2 \cdot M_1^2)} \quad (1.9)$$

$$k_3 = \frac{M_1 \cdot (L_2 + L_4) \cdot L_1 \cdot L_p + M_1^2 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_2 \cdot M_3 \cdot L_1 \cdot L_p - M_1^3 \cdot (L_2 + L_4)}{(L_1 \cdot L_p - M_1^2) \cdot (2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot L_1 + (L_2 + L_4) \cdot L_1 \cdot L_p - (L_2 + L_4) \cdot M_1^2)} \quad (1.10)$$

$$k_4 = \frac{M_1 \cdot M_2 - M_3 \cdot L_p}{[2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot L_1 + L_1 \cdot L_p \cdot (L_2 + L_4) - M_1^2 \cdot (L_2 + L_4)]} \quad (1.11)$$

$$k_5 = \frac{M_2 \cdot L_1 - M_1 \cdot M_3}{[2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot L_1 + L_1 \cdot L_p \cdot (L_2 + L_4) - M_1^2 \cdot (L_2 + L_4)]} \quad (1.12)$$

$$k_6 = \frac{L_1 \cdot L_p - M_1^2}{[2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot L_1 + L_1 \cdot L_p \cdot (L_2 + L_4) - M_1^2 \cdot (L_2 + L_4)]} \quad (1.13)$$

$$k_7 = \frac{M_1 \cdot (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p + M_1^2 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_2 \cdot M_3 \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p - M_1^3 \cdot (L_2 + L_4)}{[(L_1 + L_3) \cdot L_p - M_1^2] \cdot (2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot (L_1 + L_3) + (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p - (L_2 + L_4) \cdot M_1^2)} \quad (1.14)$$

$$k_8 = \frac{M_1^2 \cdot M_2^2 \cdot M_3^2 \cdot L_p \cdot (L_1 + L_3) - M_1^2 \cdot L_p \cdot (L_2 + L_4) + L_p^2 \cdot (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3)}{[(L_1 + L_3) \cdot L_p - M_1^2] \cdot (2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot (L_1 + L_3) + (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p - (L_2 + L_4) \cdot M_1^2)} \quad (1.15)$$

$$k_9 = \frac{M_1 \cdot M_2 - M_3 \cdot L_p}{(2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot (L_1 + L_3) + (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p - (L_2 + L_4) \cdot M_1^2)} \quad (1.16)$$

$$k_{10} = \frac{M_2 \cdot (L_1 + L_3) - M_1 \cdot M_3}{(2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot (L_1 + L_3) + (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p - (L_2 + L_4) \cdot M_1^2)} \quad (1.17)$$

$$k_{11} = \frac{M_1 \cdot M_2 - M_3 \cdot L_p}{(2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot (L_1 + L_3) + (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p - (L_2 + L_4) \cdot M_1^2)} \quad (1.18)$$

$$k_{12} = \frac{L_p \cdot (L_1 + L_3) - M_1^2}{(2 \cdot M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 - M_3^2 \cdot L_p - M_2^2 \cdot (L_1 + L_3) + (L_2 + L_4) \cdot (L_1 + L_3) \cdot L_p - (L_2 + L_4) \cdot M_1^2)} \quad (1.19)$$

Através dos resultados apresentados nas equações (1.5), (1.6) e (1.7) confirma-se que as formas de onda das correntes são lineares nos intervalos de tempo considerados, como apresentado anteriormente, e verifica-se que as inclinações das correntes são definidas por constantes, as quais são função dos parâmetros do transformador (indutâncias próprias e mútuas).

A indutância mútua para um transformador com acoplamento ideal é definida por:

$$M_{nm} = \sqrt{L_n \cdot L_m} \quad (1.20)$$

Onde:

L_n - indutância própria do enrolamento n;

L_m - indutância própria do enrolamento m;

M_{nm} - indutância mútua entre os enrolamentos n e m.

Aplicando-se (1.20) ao circuito da figura 1.1 obtém-se:

$$M_1 = \sqrt{L_1 \cdot L_p} ; M_2 = \sqrt{L_2 \cdot L_p} ; M_3 = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

Substituindo as indutâncias acima definidas, M_1 , M_2 e M_3 , nas constantes k_1 e k_2 , verifica-se através das equações (1.5) que as inclinações das correntes dos diodos D_{1a} e D_{2a} , na entrada em condução, tenderiam a 90° . Consequentemente, os diodos entrariam em condução instantaneamente e o problema da regulação cruzada não apareceria. Confirma-se, então, que o atraso nos diodos, D_{1a} e D_{2a} , em assumirem totalmente a corrente dos respectivos indutores de filtragem das saídas, são provocados pela não idealidade do acoplamento do transformador.

Quando os parâmetros do transformador, os quais definem as inclinações das correntes, são conhecidos, pode-se verificar que os tempos de atraso t_1 e t_2 , dos diodos D_{1a} e D_{2a} , dependerão apenas do nível de carga a qual está submetida a saída, isto é, do valor das correntes de carga. Então, quando ocorre uma variação de carga de uma das saídas, varia-se os instantes t_1 ou t_2 , consequentemente varia-se as tensões das saídas.

Explica-se por esta análise o fenômeno da regulação cruzada, isto é, quando há uma variação na carga de uma das saídas, provoca-se a variação na tensão da própria saída, bem como das demais saídas da fonte.

O passo seguinte seria determinar equações que permitam verificar o comportamento da tensão de saída em função dos parâmetros do transformador e da carga. Para isso precisa-se obter as expressões das correntes dos indutores de filtragem para todo o período.

As equações (1.21) e (1.22) representam as correntes dos indutores de filtragem para o intervalo em que as correntes

destes são diferentes das correntes secundárias do transformador, isto é, quando os diodos D_{1b} e D_{2b} estão em condução.

$$i_{L3} = I_{S1\max} - \frac{(V_{D1} + V_{O1})}{L_3} \cdot (t - t_3) \quad (1.21)$$

$$i_{L4} = I_{S2\max} - \frac{(V_{D2} + V_{O2})}{L_4} \cdot (t - t_3) \quad (1.22)$$

Como a corrente média no capacitor de filtragem deve ser nula em um período de funcionamento, então:

$$i_{L3}(\text{médio}) = \frac{1}{T} \int_0^T i_{L3} \cdot dt = \frac{V_{O1}}{R_1} \quad (1.23)$$

$$i_{L4}(\text{médio}) = \frac{1}{T} \int_0^T i_{L4} \cdot dt = \frac{V_{O2}}{R_2} \quad (1.24)$$

Através das soluções das equações (1.5), (1.6), (1.7), (1.21), (1.22) pode-se resolver as equações (1.23) e (1.24), obtendo-se:

$$i_{L3\text{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_3}^{t_6+t_2} \left[I_{S1\max} - \frac{V_{D1}+V_{O1}}{L_3} \cdot (t-t_3) \right] dt + \int_{t_2}^{t_3} \left[I_{S1\min} + (k_7 \cdot V_i - k_8 \cdot [V_{D1}+V_{O1}] - k_9 \cdot [V_{D2}+V_{O2}]) \cdot (t-t_2) \right] dt \right] \quad (1.25)$$

$$i_{L3\text{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_{t_3}^{t_6+t_2} \left[I_{S1\max} \cdot t - \frac{V_{D1}+V_{O1}}{L_3} \cdot \left(\frac{t^2}{2} - t_3 \cdot t \right) \right] dt + \int_{t_2}^{t_3} \left[I_{S1\min} \cdot t + (k_7 \cdot V_i - k_8 \cdot [V_{D1}+V_{O1}] - k_9 \cdot [V_{D2}+V_{O2}]) \cdot \left(\frac{t^2}{2} - t_2 \cdot t \right) \right] dt \right] \quad (1.26)$$

$$I_{L3} = \frac{V_{01}}{R_1} \left[\frac{t_3^2}{2} - t_2 t_3 - \frac{t_2^2}{2} + t_2 \right] \quad (1.27)$$

Resolvendo a equação (1.27), isolando V_{02} e considerando

$$I_{L3med} = \frac{V_{01}}{R_1} ;$$

$$A_2 = \frac{(t_3 + t_2)^2 + t_3}{2} - t_3 \cdot (t_3 + t_2) ;$$

$$B_2 = \frac{t_3^2 + t_2^2}{2} - t_2 \cdot t_3 ;$$

$$t_3 = T \quad \Delta t = t_3 - t_2 ;$$

Obtemos como resultado a expressão abaixo:

$$V_{02} = \frac{I_{L3med} \left(\frac{A_2}{L_3} - \frac{B_2}{L_3} \right) + \frac{A_2}{L_3} \left(\frac{T}{R_1} - \frac{V_{01}}{V_{02}} \right) + \frac{B_2}{L_3} \left(\frac{T}{R_1} - \frac{V_{01}}{V_{02}} \right)}{k_3 k_2} \quad (1.28)$$

É importante notar que as expressões apresentadas são deduzidas para o estágio de operação considerando a não idealidade do transformador apresentada anteriormente. Para uma sequência de operação diferente, como no caso em que $t_2 < t_1$, o procedimento é o mesmo mudando-se somente as condições para cada etapa.

Ter-se-á para este caso a seguinte expressão da tensão:

$$V_{02} = \frac{(T-\Delta t) \cdot I_{S1\max} + (t_1-t_2) \cdot I_{S1\min} + (t_3-t_1) \cdot I_{S1}(t_1) - \left[\frac{A_2}{L_3} + D_4 B_1 + D_8 A_1 \right] \cdot V_{D1} - D_9 A_1 V_{D2} + [D_3 B_1 + D_7 A_1] V_i - \left[\frac{A_2}{L_3} + D_4 B_1 + D_8 A_1 + \frac{T}{R_1} \right] V_{01}}{D_9 A_1} \quad (1.29)$$

Através das expressões (1.28) e (1.29) tem-se, então, condições de avaliar o comportamento do conversor no que diz respeito as suas tensões de saída, e levando em consideração os parâmetros do transformador. Tem-se assim elementos para análise da regulação cruzada.

Fez-se uma análise com as expressões obtidas anteriormente, com o objetivo de prever o comportamento das tensões de saída do conversor, quando da variação de carga das saídas. Apesar dos esforços dispendidos nesta análise, necessita-se de um estudo mais aprofundado, visando identificar o comportamento das variáveis envolvidas.

É importante salientar, então, que para a utilização das expressões 1.28 e 1.29, prevendo-se o comportamento das tensões de saída, faz-se necessário definir o comportamento de algumas variáveis.

A ondulação de corrente no indutor, representada pelas variáveis $I_{S1\max}$ e $I_{S1\min}$, dependem do nível de carga da saída. Desta forma é necessário deduzir uma lei que possa determinar este comportamento em relação ao nível de carga da saída. Relacionados a ondulação de corrente nos indutores de filtragem das saídas, estão os instantes em que os diodos assumem a corrente do respectivo indutor de filtragem.

1.5 - CONCLUSÃO

Uma análise qualitativa foi desenvolvida apresentando-se as etapas de operação do conversor, na qual foi possível verificar a influência do transformador no funcionamento deste conversor, consequentemente identificando o problema da regulação cruzada.

Mostrou-se analiticamente, através das expressões (1.5),

(1.6) e (1.7) que o atraso nos diodos no bloqueio, D_{1b} e D_{2b} , após o fechamento das chaves, que consequentemente afeta a regulação cruzada, é devido ao acoplamento não ideal do transformador.

Constatou-se também que o tempo de atraso dos diodos depende do nível de carga à qual estão submetidas as saídas, confirmando então o problema da regulação cruzada, que ocorre quando há uma variação da carga de uma das saídas.

Desenvolveu-se expressões matemáticas, as quais relacionam as tensões de saída com os parâmetros do transformador e da carga, que são as principais variáveis envolvidas na regulação cruzada. Estas expressões permitem determinar o comportamento da tensão da saída não regulada, em função dos parâmetros do transformador e com relação ao nível de carga das saídas.

CAPÍTULO 2

2 - PROJETO E ANÁLISE DO CONVERSOR FORWARD COM DUAS SAÍDAS

2.1 - INTRODUÇÃO

A estrutura para a qual será elaborado um projeto é aquela já apresentada no capítulo anterior (figura 1.1). Apesar de já ter sido rapidamente esplanada, é interessante ressaltar que esta topologia apresenta uma chave comandada e um diodo a mais do que a estrutura convencional, a qual possui apenas uma chave e um diodo, além do enrolamento de desmagnetização. Com a eliminação deste enrolamento de desmagnetização possibilita-se uma análise mais detalhada da influência do transformador na regulação cruzada.

Em eletrônica de potência a elaboração do projeto de um conversor para aplicação em fontes chaveadas já está bem explorada por alguns autores [9], [11]. Por esta razão serão apresentados aqui apenas o dimensionamento e a especificação dos componentes que se considera mais importantes com relação ao assunto que está sendo abordado, como por exemplo, o transformador e os indutores.

Serão também apresentadas algumas especificações importantes no que diz respeito à estrutura adotada para o estudo. Por se tratar de uma topologia de duas chaves, será dada ênfase às especificações das chaves, bem como do circuito de comando necessário, tendo em vista que há necessidade de um comando isolado.

Como a frequência de operação das fontes chaveadas tem sido aumentada, dada a necessidade de redução do volume e do peso das mesmas, considerando que o aumento da frequência pode comprometer ainda mais a regulação cruzada, levando em conta ainda que os materiais utilizados para os componentes magnéticos apresentam um aumento de perdas do núcleo com o aumento da frequência, é necessário que se defina uma frequência em que se possa avaliar estes efeitos de maneira mais significativa.

Serão apresentados também o dimensionamento dos

componentes de filtragem das saídas, indutores e capacitores.

Após a elaboração de um projeto será feita uma análise através de simulação, comparando os resultados ali obtidos com os provenientes da análise teórica. Será, ainda, construído um protótipo com vistas à obtenção de resultados experimentais, os quais serão confrontados àqueles obtidos da análise teórica e das simulações, para permitir desta forma a validação dos resultados gerais.

2.2 - APRESENTAÇÃO DA ESTRUTURA ESTUDADA

A representação em blocos de uma fonte chaveada " off the line " é apresentada na figura 2.1.

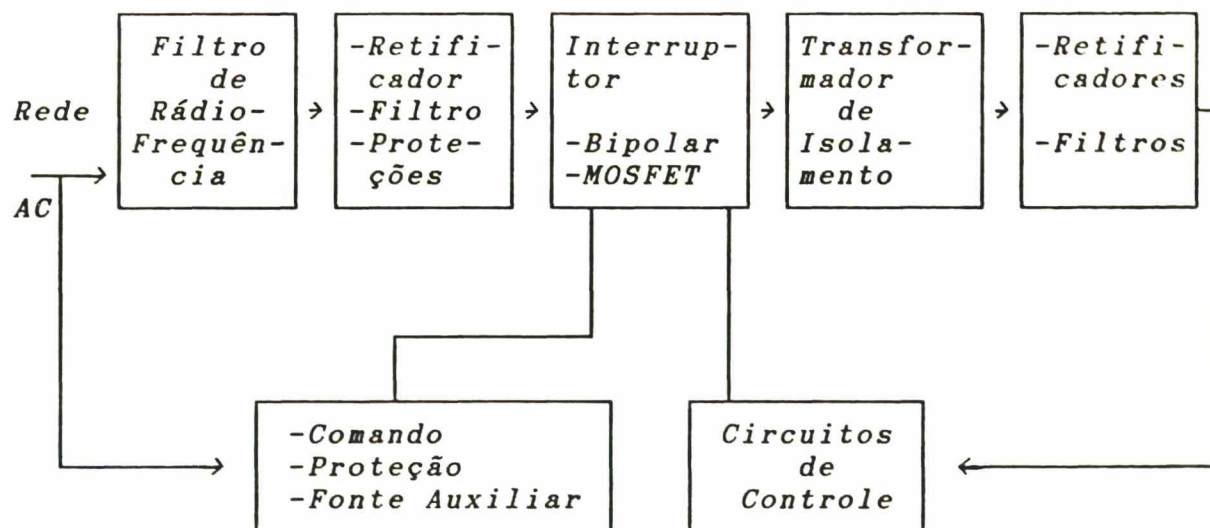


FIGURA 2.1 - Representação em Blocos de uma Fonte Chaveada "off the line"

Para considerar o efeito da frequência de chaveamento comentado anteriormente, a frequência de operação do conversor adotada será de 100 kHz, uma vez que para frequências acima deste valores os parâmetros do transformador e dos indutores de filtragem aqui considerados passam a apresentar uma importância significativa na análise da regulação cruzada do conversor.

As demais especificações para o projeto são dadas a

seguir:

- Potência de saída - 100 W
- Tensão de entrada 220 V (variação de $\pm 15\%$)
- Saída 1 (5 V / 14 A) $\pm 1\%$
- Saída 2 (15 V / 2 A) $\pm 1\%$

A estrutura básica da fonte chaveada off-the-line, com duas saídas isoladas utilizando o conversor forward com duas chaves é mostrada na figura 2.2.

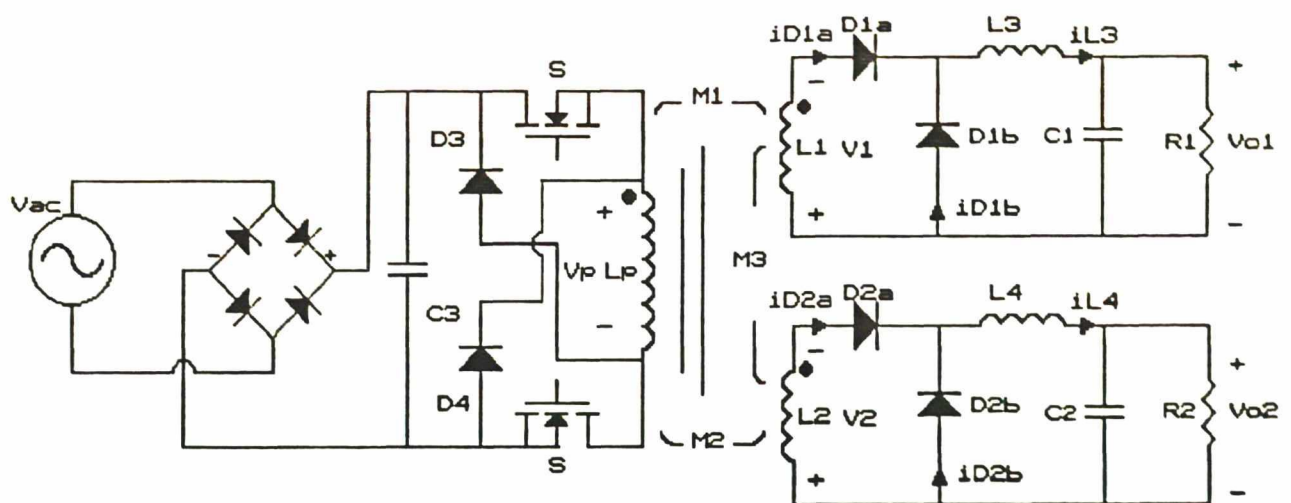


FIGURA 2.2 - Estrutura Básica da Fonte Chaveada

2.3 - DIMENSIONAMENTO DO MOSFET E CÁLCULO TÉRMICO

Optou-se por utilizar como chaves (S) transistores do tipo MOSFET na estrutura estudada, devido à elevada frequência de operação do conversor. As equações para a especificação destes componentes são dadas a seguir [9]:

$$i_{pico} = 3.5 \cdot \frac{P_{out}}{V_{inmin}} \quad (2.1)$$

$$V_{inmax} = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot 1,15 \quad ; \quad V_{dd} > V_{inmax} \quad (2.2)$$

$$P_{\text{cond}} = \frac{t}{T} \cdot R_{\text{DS(on)}} \cdot i_{\text{D(on)}}^2 \quad (2.3)$$

$$t_{\text{on}} = t_{\text{d(on)}} + t_{\text{r}} \quad (2.4)$$

$$t_{\text{off}} = t_{\text{d(off)}} + t_{\text{f}} \quad (2.5)$$

$$P_{\text{com}} = \frac{f}{2} \cdot (t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) \cdot V_{\text{DS(off)}} \cdot i_{\text{d(on)}} \quad (2.6)$$

$$P_{\text{T}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}} \quad (2.7)$$

$$R_{\text{da}} = \frac{T_{\text{j}} - T_{\text{a}}}{P_{\text{T}}} - R_{\text{jc}} - R_{\text{cd}} \quad (2.8)$$

Onde:

i_{pico} - corrente máxima no MOSFET

P_{out} - potência de saída

V_{inmin} - tensão mínima no capacitor de entrada

V_{ef} - tensão de entrada

V_{inmax} - tensão máxima no capacitor de entrada

V_{dd} - tensão máxima de dreno

P_{cond} - perdas por condução

t - tempo de condução

T - período de operação

$i_{\text{d(on)}}$ - corrente de dreno

$R_{\text{DS(on)}}$ - resistência de condução dreno-source

$t_{\text{D(on)}}$ - tempo de retardo na entrada em condução

t_{R} - tempo de crescimento

t_{on} - tempo de entrada em condução

t_{f} - tempo de decrescimento

t_{Doff} - tempo de retardo no bloqueio

t_{off} - tempo de bloqueio

P_{com} - perdas por comutação

P_T - perdas totais

R_{da} - resistência térmica dissipador-ambiente

R_{jc} - resistência térmica junção-cápsula

R_{cd} - resis. térmica de contato entre o componente e dissipador

T_j - temperatura da junção

T_a - temperatura ambiente

C_{iss} - capacitância de entrada do MOSFET

Das especificações apresentadas, e com as expressões (2.1) e (2.2) obtém-se:

$$i_{pico} = 1.75 \text{ A}$$

$$V_{inmax} = 358 \text{ V}$$

$$V_{dd} > 358 \text{ V}$$

O MOSFET utilizado, dados os valores acima, foi o IRF-740, cujos principais dados de catálogo [18] são:

$$R_{DS(on)} = 0.55 \text{ ohms}$$

$$t_{D(on)} = 35 \text{ nS}$$

$$t_R = 15 \text{ nS}$$

$$t_{Doff} = 90 \text{ nS}$$

$$t_F = 35 \text{ nS}$$

$$R_{jc} = 1.0 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{cd} = 0.2 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$T_j = 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_a = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$C_{iss} = 1600 \text{ pF}$$

Com estes dados pode-se determinar também os valores das variáveis presentes nas expressões (2.3) a (2.8).

$$P_{cond} = 0.84 \text{ W}$$

$$P_{\text{com}} = 4.76 \text{ W}$$

$$P_T = 5.60 \text{ W}$$

$$R_{da} = 12.2 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Quanto aos diodos D_3 e D_4 , optou-se pelo MUR 850, diodo do tipo ultra-rápido, que atende às especificações solicitadas pela estrutura.

2.4 - COMANDO DE GATE DO MOSFET

Para o comando, controle e proteção da fonte utilizar-se-á um circuito integrado capaz de desempenhar simultaneamente estas funções. Para tanto foi escolhido o CI 3524 "PWM Control Circuit" [19].

Para o comando será utilizada uma saída do 3524 que atuará no circuito de comando conforme mostrado a seguir (figura 2.3):

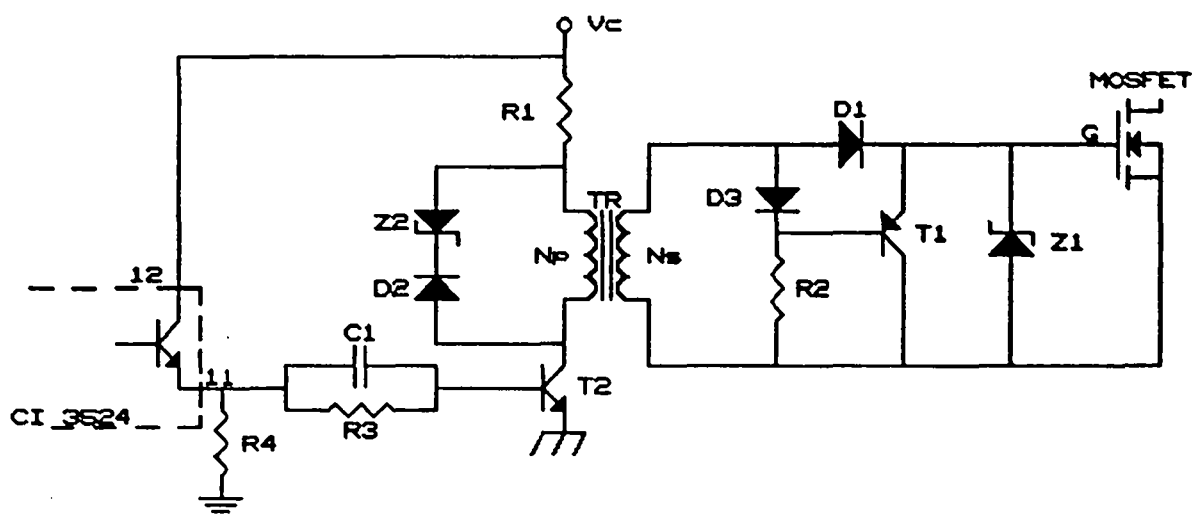


FIGURA 2.3 - Comando de Gate Isolado

Onde:

V_c - tensão de alimentação

R_1 - define o tempo de comutação:
$$R_1 = \frac{t_R}{2,2 \cdot C_{iss}}$$

t_R - tempo de subida da tensão V_{GS}

i_G - pulso de corrente no gate: $i_G = C_{iss} \frac{\Delta V}{\Delta t}$

TR - transformador de isolamento

N_p - número de espiras do primário

N_s - número de espiras do secundário

Z_1 - diodo zener (limita a tensão do gate)

T_1 - transistor auxiliar para o bloqueio

Z_2, D_2 - ramo para desmagnetização do transformador

T_2 - transistor responsável pela amplificação da corrente de comando

C_1, R_3, R_4 - componentes auxiliares para amplificação da corrente de comando

Na figura 2.3 foi apresentado, de forma simplificada, somente uma saída do comando, consequentemente apenas um secundário do transformador. O outro secundário, para a segunda chave, tem as mesmas especificações que o primeiro, sendo dadas abaixo.

Núcleo do transformador:

-ferrite, toroidal, NT-15 IP6 THORNTON

$N_p = N_s = 20$ espiras, enrolamento em fio esmaltado com seção $s = 0.1624 \text{ mm}^2$

Quanto aos demais elementos e variáveis que compõem o comando, tem-se:

$V_c = 15 \text{ V}$

$C_{iss} = 1600 \text{ pF}$

$R_1 = 39 \text{ ohms}$

$R_2 = 680 \text{ ohms}$

$R_3 = 3.3 \text{ k ohms}$

$R_4 = 1 \text{ k ohms}$

$C_1 = 1.2 \text{ nF}$

$Z_1 = 15 \text{ V} - (1N965)$

$Z_2 = 20 \text{ V} - (1N4747)$

$D_1, D_2, D_3 - (1N4148)$

$T_1 - BC 556 (PNP)$

$T_2 - BC 337 (NPN)$

$t_r = 150 \text{ nS}$

$i_G = 160 \text{ mA}$

2.5 - DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

Dado que este estudo diz respeito à regulação cruzada, fenômeno intimamente ligado ao transformador, considerações se fazem necessárias quanto ao seu dimensionamento.

Para a redução do número de espiras, bem como o tamanho do núcleo do transformador, deve-se realizar um projeto considerando a maior variação de fluxo possível. Geralmente este valor de indução é limitado pela saturação do núcleo.

Em frequências mais elevadas, acima de 100 kHz, começa a aparecer mais acentuadamente o efeito skin e as perdas do núcleo começam a se elevar.

Então, para um projeto de transformador com o conversor operando em uma frequência elevada, tem-se que considerar o efeito da frequência para garantir que as perdas do núcleo não sejam muito altas [9].

Para que tais perdas no núcleo não aumentem muito é necessário reduzir a densidade de fluxo. Na etapa de projeto para selecionar o núcleo adequado é necessário que se faça um projeto para cada situação. Num primeiro momento levando-se em conta a saturação e posteriormente, num projeto subsequente, considerando-se a frequência. Aquele que resultar em uma seção de núcleo maior é o que determinará o núcleo adequado.

Se a densidade de fluxo for limitada pelas perdas do núcleo é conveniente que se faça as perdas distribuídas entre os enrolamentos e o núcleo, isto é, metade das perdas no cobre e metade no núcleo [11].

2.5.1 - Escolha do Núcleo Limitado pela Saturação

A expressão que determina o núcleo através da potência, considerando a saturação, é mostrada abaixo.

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot f \cdot \Delta B} \quad [\text{cm}^4] \quad (2.9)$$

A_e - seção da perna central do núcleo [cm^2]

A_w - área da janela do núcleo [cm^2]

P_{out} - potência de saída [W]

k_w - fator de utilização da janela

k_p - fator de ocupação do primário

J - densidade de corrente [A/cm^2]

f - frequência de chaveamento [Hz]

ΔB - excursão do fluxo em tesla [T]

Considerando como valores típicos de projeto para conversores do tipo utilizado [11], $k_w=0.4$, $k_p=0.5$, $J=400 \text{ A}/\text{cm}^2$ e $\Delta B = 0.3 \text{ T}$, obtém-se a partir da expressão (2.9):

$$A_e \cdot A_w = 0.83 \text{ cm}^4$$

2.5.2 - Escolha do Núcleo Limitado pelas Perdas

As perdas do núcleo subdividem-se em perdas por histerese e por correntes parasitas.

Para o cálculo do núcleo considerando as perdas tem-se que levar em conta a frequência, e a expressão que o determina em função da frequência é dada abaixo [9]:

$$A_e \cdot A_w = \left[\frac{P_{out} \cdot 10^4}{120 \cdot B \cdot f} \right]^{1.6} \times \left[k_H \cdot f + k_E \cdot f^2 \right]^{0.67} \quad (2.10)$$

Onde :

β - parâmetro que depende do tipo de transformador ou indutor

k_H - coeficiente de perdas por histerese do núcleo

k_E - coeficiente de perdas por correntes parasitas

Adotando como valores típicos [11], $\beta = 0.1$, $k_H = 4 \cdot 10^{-5}$ e $k_E = 4 \cdot 10^{-10}$ tem-se:

$$A_e \cdot A_w = 3.00 \text{ cm}^4$$

Com os resultados obtidos de (2.9) e (2.10) constata-se que o núcleo é limitado pelas perdas. Consequentemente tem-se que reduzir a densidade de fluxo ou escolher um núcleo maior. Como nosso interesse é de reduzir o volume da fonte, optar-se-á pela primeira solução.

Com este resultado escolhe-se o núcleo E 42/15 [15], cujas especificações e as características do material magnético são apresentadas no anexo 1

$$A_e = 1.81 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 1.57 \text{ cm}^2$$

2.5.3 - Cálculo das Perdas no Núcleo

As perdas do núcleo, por volume, são dadas pela expressão (2.11).

$$P_c / \text{cm}^3 = \Delta B^{2,4} \cdot \left[k_H \cdot f + k_E \cdot f^2 \right] \quad (2.11)$$

$$P_c = [P_c / \text{cm}^3] \cdot V_e \quad (2.12)$$

onde:

ΔB - indução de fluxo

V_e - volume do núcleo

Como a escolha do núcleo foi limitada pelas perdas, adota-se um B menor.

$$\Delta B = 0.115 \text{ T}$$

Do núcleo adotado, tem-se:

$$V_e = 17.1 \text{ cm}^3$$

Considerando os valores típicos de k_H e k_e adotados no item anterior, de (2.11) e (2.12) tem-se:

$$P_c = 0.76 \text{ W}$$

2.5.4 - Cálculo de Perdas nos Enrolamentos

Constatou-se que o núcleo foi limitado pelas perdas. Desta forma, como já dito anteriormente, é conveniente distribuir as perdas entre os enrolamentos e o núcleo. No item anterior calculou-se as perdas no núcleo e neste serão calculadas as perdas nos enrolamentos.

Para estas perdas, inicialmente tem-se que calcular o número de espiras dos enrolamentos (primário e secundários), em um segundo passo as seções dos condutores utilizados e, então, calcula-se as perdas nos enrolamentos.

- cálculo das espiras dos enrolamentos primário e secundários

$$N_p = \frac{V_{inmin} \cdot D_{max} \cdot 10^4}{\Delta B \cdot A_e \cdot f} \quad (2.13)$$

$$\frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{0.9 \cdot D \cdot V_{inmin}}{V_{01} + V_{D1}} \quad (2.14)$$

Onde:

N_p - número de espiras do primário

N_{s1} - número de espiras do secundário 1

V_{inmin} - tensão mínima de entrada

D_{max} - razão cíclica máxima

V_{01} - tensão de saída do secundário 1

V_{D1} - queda de tensão de condução do diodo

Considerando uma tensão mínima de entrada para a operação

da fonte chaveada de $V_{inmin} = 200 \text{ V}$, razão cíclica máxima de 0.45, especificação de projeto $V_{01} = 5.0 \text{ V}$, de (2.13) tem-se:

$$N_p = 43 \text{ espiras}$$

e de (2.14) vem:

$$\frac{N_p}{N_{s1}} = 14.33 \quad \Rightarrow \quad N_{s1} = 3 \text{ espiras}$$

Consequentemente, como a tensão da saída 2 (V_{02}) é três vezes maior do que à saída 1 (V_{01}), $N_{s2} = 3 \cdot N_{s1}$, então:

$$N_{s2} = 9 \text{ espiras}$$

- cálculo das seções dos condutores

Para minimizar o efeito skin, distribui-se a corrente em vários condutores, procurando distribuí-las de forma a uniformizar a distribuição de corrente nos mesmos.

Este efeito depende da profundidade de penetração da corrente no condutor, que por sua vez depende da frequência, conforme mostra a expressão (2.15).

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad (2.15)$$

De (2.15) obtém-se:

$$\delta = 0.0237 \text{ cm}$$

Com esta profundidade de penetração adota-se o fio esmaltado para os enrolamentos, cujas características são:

fio de cobre, seção $s = 0.1624 \text{ mm}^2$

A secção do fio utilizando apenas um condutor é dada pela expressão (2.16)

$$s = \frac{i_{ef}}{J} \quad [\text{cm}^2] \quad (2.16)$$

Onde :

i_{ef} - corrente eficaz do enrolamento

J - densidade de corrente

Considerando que $i_{efp}=1.23$ A, $i_{efs1}=1.89$ A, $i_{efs2}=1.42$ A calculados conforme referência [9], tem-se de (2.16):

$$S_p = 0.3075 \text{ mm}^2$$

$$S_{s1} = 1.9725 \text{ mm}^2$$

$$S_{s2} = 0.355 \text{ mm}^2$$

Dadas as características determinadas para os condutores, os enrolamentos terão o número de condutores especificados abaixo:

primário => 2 condutores de seção $s = 0.1624 \text{ mm}^2$

secundário 1 => 12 condutores de seção $s = 0.1624 \text{ mm}^2$

secundário 2 => 2 condutores de seção $s = 0.1624 \text{ mm}^2$

Perdas nos enrolamentos:

A expressão que fornece as perdas nos enrolamentos é a apresentada a seguir [9]:

$$P_w = i^2 \cdot N_p \cdot l_t \cdot r_{o/S} \quad [W] \quad (2.17)$$

Onde:

i - valor eficaz da corrente [A]

N_p - número de espiras do enrolamento que se está calculando

l_t - comprimento médio de uma espira [cm]

$r_{o/S}$ - resistência por centímetro do cobre [ohms.cm]

Com a utilização de (2.17) tem-se para cada um dos enrolamentos do transformador:

$$P_{\text{primário}} = 0.40 \text{ W}$$

$$P_{\text{secundário1}} = 0.21 \text{ W}$$

$$P_{\text{secundário2}} = 0.088 \text{ W}$$

A potência total dissipada nos enrolamentos será:

$$P_w = 0.4 + 0.21 + 0.088 = 0.7 \text{ W}$$

2.5.5 - Cálculo Térmico das Perdas Envolvidas

Com as perdas no núcleo e nos enrolamentos calculadas, tem-se então as perdas totais:

$$P_T = P_w + P_c \quad (2.18)$$

Substituindo-se os valores anteriormente obtidos, tem-se de (2.18):

$$P_T = 1.46 \text{ W}$$

Para o cálculo de elevação de temperatura do núcleo, em função das perdas, necessita-se da resistência térmica (RT) do núcleo, que é dada pela expressão (2.19):

$$RT = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0.37} [^\circ\text{C/W}] \quad (2.19)$$

Para o núcleo escolhido, E 42/15, de (2.19) obtém-se:

$$RT = 15.6 ^\circ\text{C/W}$$

A elevação de temperatura é dada pela expressão abaixo.

$$\Delta T = P_T \cdot RT \quad (2.20)$$

Para o caso em questão, com as perdas calculadas e determinada a resistência térmica do núcleo, de (2.20), calcula-se a elevação de temperatura do transformador:

$$\Delta T = 22.8 ^\circ\text{C}$$

Através do resultado verifica-se que a elevação de temperatura está dentro de um valor aceitável, pois até 30°C se considera uma elevação de temperatura propícia para o ferrite utilizado.

Portanto, resumindo o projeto do transformador obteve-se como resultado:

Núcleo E 42/15 IP6 THORNTON

Primário 43 espiras (2 condutores, seção $s=0.1624 \text{ mm}^2$)

Secundário 1 3 espiras (12 condutores, seção $s=0.1624 \text{ mm}^2$)

Secundário 2 9 espiras (2 condutores, seção $s=0.1624 \text{ mm}^2$)

2.6 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE FILTRAGEM

Na análise da regulação cruzada estática, os indutores de filtragem serão projetados separadamente. O projeto destes indutores para o estudo da regulação dinâmica, os quais estão acoplados no mesmo núcleo, serão apresentados posteriormente.

As equações apresentadas a seguir possibilitam a determinação das diversas características dos indutores de filtragem [9], [11].

$$D_{\min} = D_{\max} \cdot \frac{V_{\min}}{V_{\max}} \quad (2.21)$$

$$t_{\text{off}} = \frac{1 - D_{\min}}{f} \quad (2.22)$$

$$\Delta i_{l\max} = 0.4 \cdot I_0 \quad (2.23)$$

$$L = \frac{(V_0 + V_d) t_{\text{offmax}}}{\Delta i_{l\max}} \quad (2.24)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pk}^2 \cdot 10^4}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \quad (2.25)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} \quad (2.26)$$

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \quad (2.27)$$

$$I_{ef} = \sqrt{(I_0^2 + I^2)} \quad (2.28)$$

ΔI

$$S = \frac{i_{ef}}{J} \quad (2.29)$$

Onde :

D_{min} - razão cíclica mínima

D_{max} - razão cíclica máxima

V_{inmin} - tensão mínima de entrada [V]

V_{inmax} - tensão máxima de entrada [V]

t_{offmax} - tempo máximo de chave bloqueada [s]

f - frequência [HZ]

I_0 - corrente média de saída [A]

Δi_{lmax} - máxima ondulação de corrente no indutor

V_0 - tensão de saída [V]

V_d - queda de tensão nos diodos de saída [V]

L = indutor de filtragem [H]

I_{pk} - corrente no indutor de filtragem [A]

K_w - fator de enrolamento

B_{max} - máxima densidade de fluxo [T]

J - densidade de corrente [A/cm²]

N - número de espiras

A_e - seção da perna central do núcleo [cm²]

l_g - entreferro [cm]

I_{ef} - corrente eficaz das saídas [A]

S - seção do fio [cm²]

Para as especificações de projeto, e considerando:

$$D_{\max} = 0.45$$

$$V_{\text{inmin}} = 200 \text{ V}$$

$$V_{\text{inmax}} = 358 \text{ V}$$

$$V_{D1} = 0.65 \text{ V}$$

$$V_{D2} = 1 \text{ V}$$

$$I_{\text{PKS1}} = 16.8 \text{ A}$$

$$I_{\text{PKS2}} = 2.4 \text{ A}$$

$$K_w = 0.55$$

$$B_{\max} = 0.3 \text{ T}$$

Obtém-se como resultados para o indutor da saída 1:

$$D_{\min} = 0.251$$

$$t_{\text{offmax}} = 7.49 \text{ } \mu\text{S}$$

$$\Delta i_{L\max} = 5.6 \text{ A}$$

$$L = 7.6 \text{ } \mu\text{H}$$

$$A_e \cdot A_w = 0.32 \text{ cm}^4$$

Em função do produto $A_e \cdot A_w$ encontrado, adotou-se o núcleo E 30/7 IP6 Thornton [15], que tem como seção $A_e = 0.6 \text{ cm}^2$. Ainda como resultados para o indutor de saída 1, tem-se:

$$N = 7.5 \text{ espiras}$$

$$l_g = 0.056 \text{ cm}$$

$$I_{\text{ef}} = 15.1 \text{ A}$$

$$S = 0.03775 \text{ cm}^2$$

Com base nestes dados, obtém-se a bitola necessária aos condutores.

- bitola dos condutores (4 condutores, seção = 1.0379 mm^2)

Da mesma forma tem-se para o indutor da saída 2:

$$\Delta i_{L\max} = 0.8 \text{ A}$$

$$L = 150 \text{ } \mu\text{H}$$

$$A_e \cdot A_w = 0.13 \text{ cm}^4$$

Dado $A_e \cdot A_w$ encontrado, adotou-se o núcleo E 30/7 IP6 Thornton [15], que tem como seção $A_e = 0.6 \text{ cm}^2$. Ainda como resultados para o indutor de saída 2, tem-se:

$$N = 20 \text{ espiras}$$

$$l_g = 0.020 \text{ cm}$$

$$I_{ef} = 2.15 \text{ A}$$

$$S = 0.005385 \text{ cm}^2$$

Da mesma forma, a bitola necessária ao condutor será:
fio com seção $s = 0.6527 \text{ mm}^2$

2.7 - DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE FILTRAGEM

Tendo-se como equações para dimensionamento dos capacitores de filtragem as seguintes expressões [9], [11]:

$$\Delta V_c = 0.01 V_0 \quad (2.30)$$

$$C = \frac{\Delta i_l}{2 \cdot \pi f \cdot V_c} \quad (2.31)$$

$$R_{ser} = \frac{\Delta V_c}{\Delta i_{l_{max}}} \quad (2.32)$$

Onde

ΔV_c - ondulação de tensão no capacitor [V]

V_0 - tensão de saída da fonte

C - capacitor de filtragem [F]

Δi_l - ondulação de corrente no indutor [A]

f - frequência [HZ]

R_{ser} - resistência série do capacitor [ohm]

Pode-se através das especificações de projeto, e utilizando as expressões (2.30) a (2.32) determinar os valores dos capacitores, dados $V_{01} = 5$ V, $V_{02} = 15$ V, $i_{Ls1} = 5.6$ A, $\Delta i_{Ls2} = 0.8$ A, $f = 100$ kHz:

- cálculo do capacitor de filtragem da saída 1:

$$\Delta V_C = 0.05 \text{ V}$$

$$C = 178.3 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{ser} = 8.93 \text{ m ohms } 0,893 \text{ m}\Omega$$

- cálculo do capacitor de filtragem da saída 2:

$$\Delta V_C = 0.15 \text{ V}$$

$$C = 8.49 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{ser} = 0.1875 \text{ ohms}$$

2.8 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com a finalidade de comprovar os resultados obtidos através da análise teórica, realizou-se uma simulação do conversor em estudo. Para tanto foi usado um programa específico para simulações de conversores estáticos desenvolvido no LANEPE UFSC, qual seja o programa SCVOLT [12].

A figura 2.4 apresenta o circuito utilizado nas simulações.

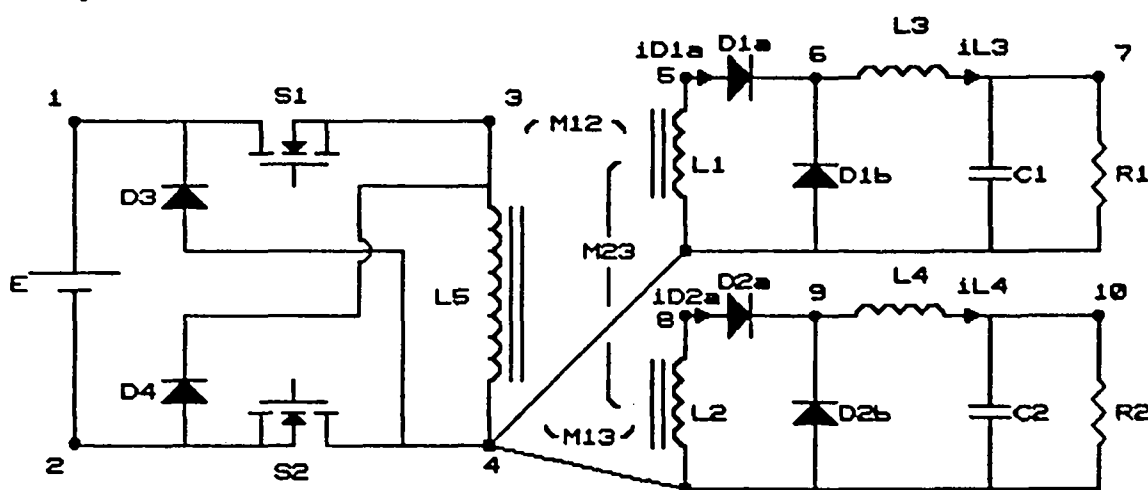


FIGURA 2.4 - Circuito Simulado

Para a execução do programa é necessário que todo o circuito simulado tenha um ponto comum. Como o conversor apresenta um transformador isolando as saídas, no circuito simulado foi colocado um ponto comum entre os enrolamentos, como mostrado na figura 2.4. Como não há um caminho de retorno de corrente, o funcionamento não será alterado.

Uma listagem dos dados do circuito simulado é apresentada na figura 2.5. Esta mostra a disposição dos componentes indicando o número dos nós a que estão conectados, bem como os valores dos parâmetros.

Os resultados de simulação são apresentados na figura 2.6. A figura 2.6a mostra a corrente do diodo do secundário superposta com a corrente do indutor de filtragem para as duas saídas. A figura 2.6b mostra o detalhe destas correntes quando os diodos D_{1a} e D_{2a} começam a conduzir após o fechamento das chaves (S).

A figura 2.6c mostra as correntes no diodo do lado secundário superposta com a tensão do diodo de roda livre para as duas saídas. Vê-se claramente o atraso dos diodos em assumirem as correntes dos indutores de filtragem. Percebe-se, então, que as tensões médias dos diodos D_{1b} e D_{2b} sofrem uma redução com este atraso. Pode-se verificar também que a tensão média do diodo D_{2b} depende também do instante t_2 , isto é, do instante em que o diodo D_{1b} se bloqueia. Visto que com uma variação de carga na saída do diodo D_{1b} o instante t_2 também se modificará, a tensão média do diodo D_{2b} também sofrerá uma variação, identificando assim o problema da regulação cruzada.

| | | FONTES DE TENSÃO ===== | | | |
|--------|---------|---------------------------|-----------|------------|--------|
| NÚMERO | PARTIDA | CHEGADA | AMPLITUDE | FREQUÊNCIA | FASE |
| 1 | 2. | 1. | .270E+03 | .00E+00 | .0E+00 |

| | | CAPACITORES ===== | |
|--------|---------|----------------------|------------|
| NÚMERO | PARTIDA | CHEGADA | VALOR |
| 1 | 7. | 4. | .34200E-02 |
| 2 | 10. | 4. | .12200E-02 |

| | | INTERRUPTORES ===== | | |
|--------|---------|------------------------|----------|----------|
| NÚMERO | PARTIDA | CHEGADA | RCOND | RBLOQ |
| 1 | 1. | 3. | .100E+00 | .100E+06 |
| 2 | 4. | 2. | .100E+00 | .100E+06 |
| 3 | 2. | 3. | .100E+00 | .100E+06 |
| 4 | 4. | 1. | .100E+00 | .100E+06 |
| 5 | 5. | 6. | .100E+00 | .100E+06 |
| 6 | 4. | 6. | .100E+00 | .100E+06 |
| 7 | 8. | 9. | .100E+00 | .100E+06 |
| 8 | 4. | 9. | .100E+00 | .100E+06 |

| | | RESISTÊNCIAS ===== | |
|--------|---------|-----------------------|----------|
| NÚMERO | PARTIDA | CHEGADA | VALOR |
| 1 | 7. | 4. | .480E+00 |
| 2 | 10. | 4. | .740E+01 |

| | | INDUTÂNCIAS ===== | |
|--------|---------|----------------------|------------|
| NÚMERO | PARTIDA | CHEGADA | VALOR |
| 1 | 4. | 5. | .26500E-04 |
| 2 | 4. | 8. | .23200E-03 |
| 3 | 6. | 7. | .76000E-05 |
| 4 | 9. | 10. | .15000E-03 |
| 5 | 3. | 4. | .51000E-02 |

M(1, 2)= 7.740000E-05

M(1, 5)= -3.590000E-04

M(2, 5)= -1.070000E-03

FIGURA 2.5 - Dados da Estrutura Simulada

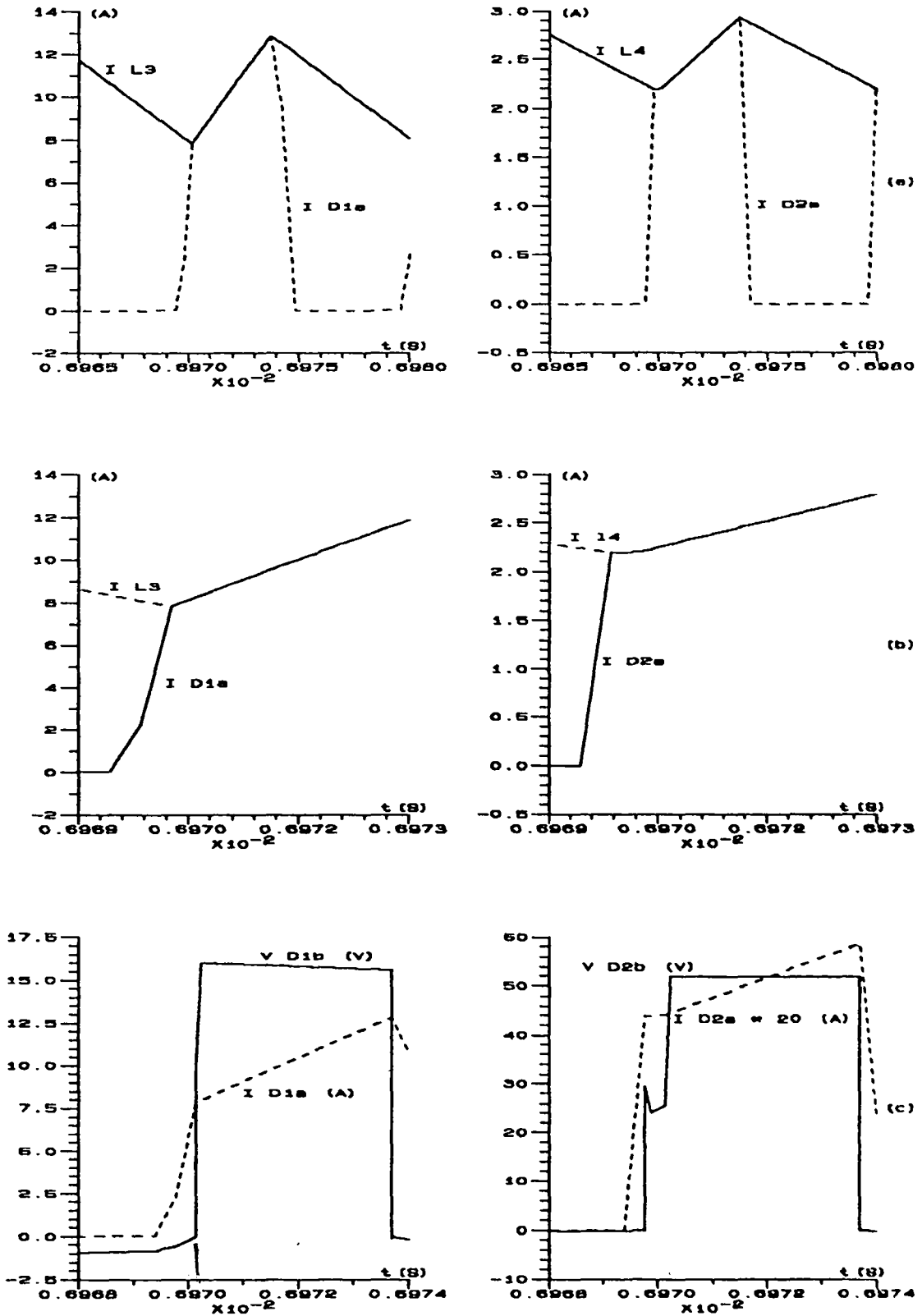


FIGURA 2.6 - Formas de Onda de Tensão e Corrente da Estrutura Simulada

Estes resultados apresentados concordam, com boa aproximação, com aqueles obtidos analiticamente.

2.9 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com vistas à validação dos resultados até aqui obtidos por estudos teóricos e por simulação, confeccionou-se um protótipo, cujo dimensionamento básico dos elementos já foi apresentado. Sobre este protótipo foram realizados uma série de ensaios.

Na figura 2.7 é apresentada a fonte chaveada no seu projeto global.

Na figura 2.8 são apresentados os resultados experimentais obtidos. Nesta figura é mostrada a forma de onda da corrente no diodo do secundário do transformador superposta com a tensão do diodo de roda livre para ambas as saídas. A figura 2.8a mostra as formas de onda da saída 1 e a figura 2.8b da saída 2.

Pode-se verificar a concordância dos resultados obtidos anteriormente, através do estudo analítico e das simulações, com os resultados experimentais. Algumas oscilações que aparecem nos resultados experimentais são devidas às capacitâncias intrínsecas dos semicondutores. Estes resultados não apareceram na simulação pois na mesma os semicondutores são considerados apenas elementos resistivos.

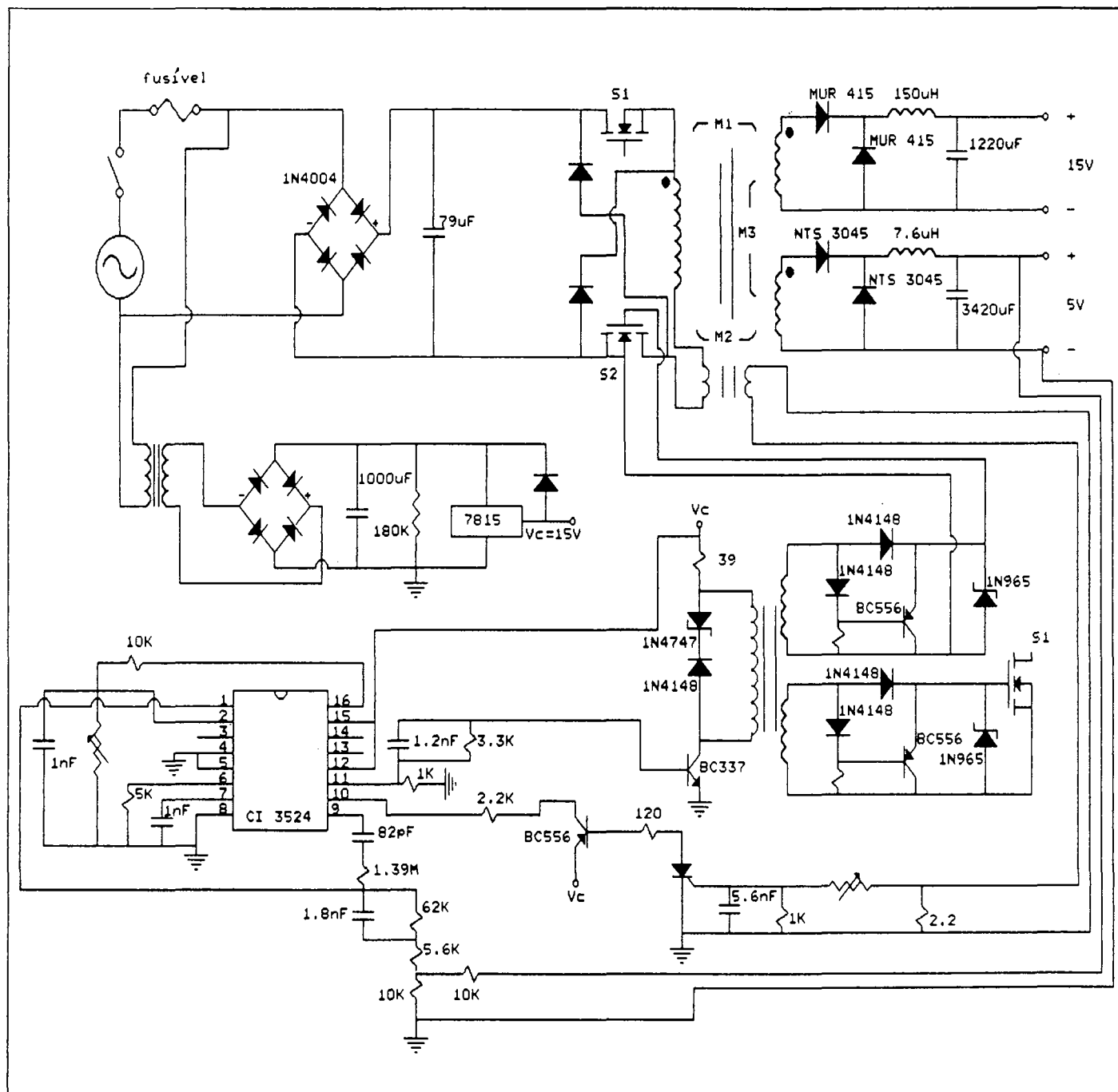


FIGURA 2.7 - Fonte Chaveada Utilizando o Conversor Forward

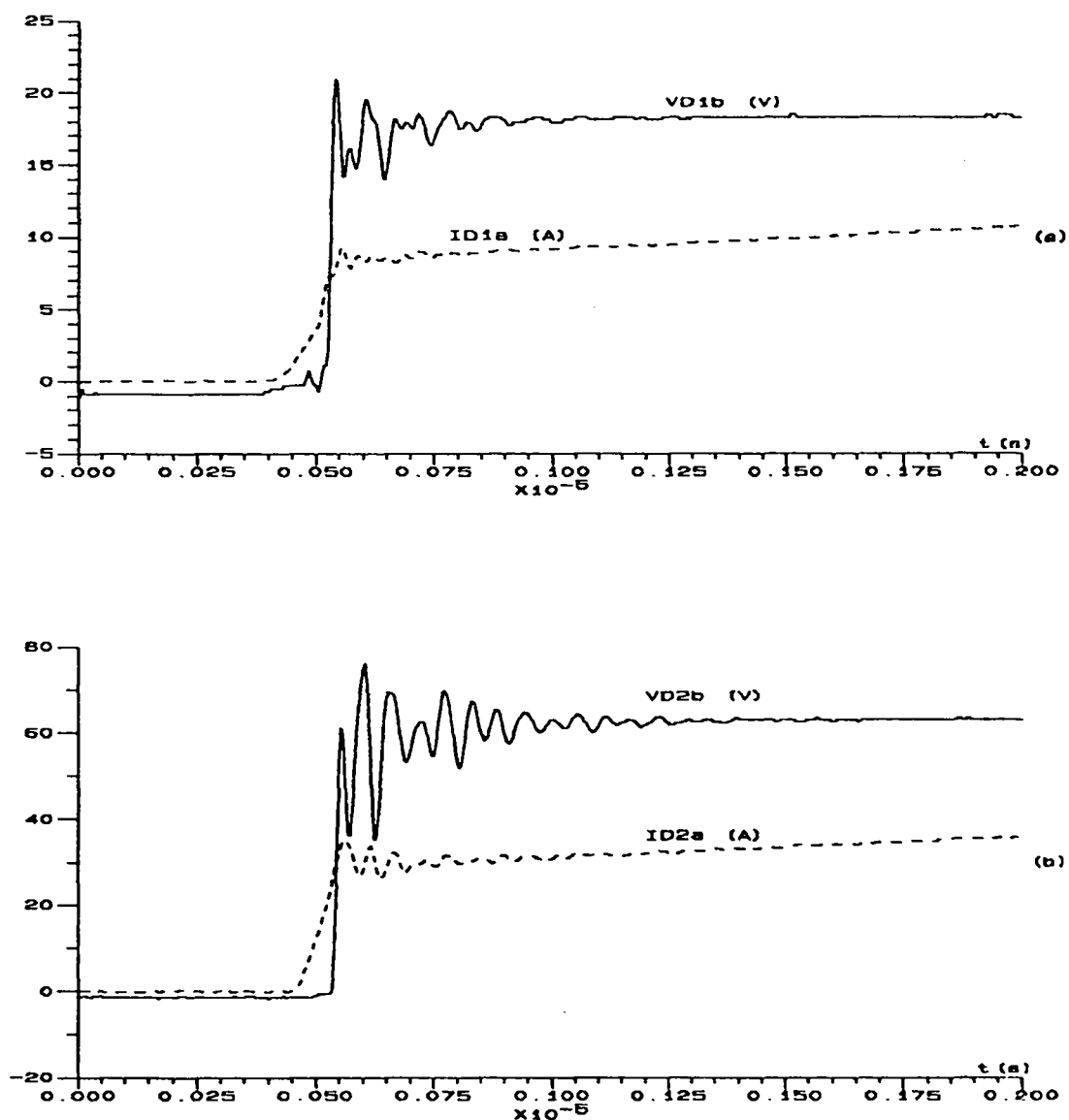


FIGURA 2.8 - Formas de Onda das Tensões e Correntes do Protótipo

Com os resultados até aqui obtidos pode-se afirmar que há uma decisiva influência das indutâncias de dispersão na regulação cruzada. Portanto, há uma necessidade de otimizar os parâmetros do transformador, isto é, melhorar o acoplamento dos enrolamentos, principalmente por que este efeito se torna mais pronunciado em frequências mais altas.

2.10 - CONCLUSÃO

Foram apresentados os projetos das partes mais importantes com respeito à regulação cruzada, assim como o comando isolado, necessário a esta topologia do conversor forward com duas chaves.

Com respeito ao transformador foi feito um projeto detalhado, levando em conta a limitação pela saturação e pelas perdas.

Chegou-se à conclusão que o transformador é limitado pelas perdas, pois a frequência de operação do conversor é elevada. A partir desta conclusão, fez-se uma análise com relação à elevação de temperatura e um cálculo das perdas, para que o rendimento da estrutura não fique comprometido.

Neste capítulo foi feita uma análise via simulação, onde os resultados obtidos encontram-se bastante próximos aos da análise teórica.

Desenvolveu-se também um protótipo, que possibilitou a obtenção de resultados experimentais. Estes resultados confirmaram os obtidos por simulação e por estudo analítico.

CAPÍTULO 3

3- ANÁLISE DA REGULAÇÃO CRUZADA DINÂMICA

3.1 - INTRODUÇÃO

Nos capítulos anteriores mostrou-se que quando ocorre uma variação de carga de qualquer saída do conversor, tal variação provoca uma mudança nos níveis das tensões de saída deste conversor. Através do controle de uma das saídas consegue-se eliminar o efeito da variação da tensão apenas nesta saída, ficando as demais dependentes dos níveis de carga aos quais as saídas estão submetidas.

Ocorre que, mesmo controlando uma das saídas, pode ocorrer variação do nível de tensão desta durante o intervalo de tempo transcorrido do momento em que a carga variou até o instante em que o controlador atuou efetivamente, colocando a tensão nos terminais no nível desejado. Este fenômeno transitório também se manifesta nas outras saídas do conversor. Trata-se neste caso do fenômeno conhecido como regulação cruzada dinâmica.

A razão pela qual a variação de carga de uma das saídas provoca uma variação na tensão de carga da outra saída é devida ao fato de elas estarem acopladas magneticamente pelo transformador.

O estudo da regulação cruzada dinâmica toma como base o acoplamento dos indutores de filtragem das saídas em um mesmo núcleo, tendo desta forma mais uma interligação magnética entre as saídas do conversor.

A finalidade deste acoplamento dos indutores de filtragem das saídas é de buscar uma melhor resposta transitória das tensões de saída do conversor quando ocorrer uma variação de carga [6]. Um outro ponto a ser considerado é a redução do volume destes indutores quando acoplados, podendo auxiliar na compactação das fontes chaveadas.

Este capítulo trata, então, do dimensionamento dos indutores de saída da fonte, substituindo assim aqueles

indutores até aqui considerados na estrutura estudada, por elementos com acoplamento magnéticos entre eles.

Após isto foi adaptado o protótipo já descrito anteriormente, com vistas à realização de ensaios para este novo estudo. Neste protótipo reformulado teve-se o cuidado de manter inalteradas as características estáticas já estudadas.

3.2 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES ACOPLADOS

Será considerado o projeto dos indutores individuais, apresentados no capítulo 2 e, a partir destes, serão projetados os indutores acoplados.

Para efeitos de projeto calcula-se inicialmente a energia total que os indutores terão de armazenar, para a escolha de um núcleo adequado. Após a escolha do núcleo desenvolve-se o projeto dos enrolamentos.

Tendo-se a indutância necessária da saída principal, (saída regulada), calcula-se o número de espiras deste indutor. Considerando V_{L3} a tensão no indutor de filtragem da saída 1 e V_{L4} a tensão no indutor de filtragem da saída 2, mostrou-se em [6], que nos intervalos de tempo enquanto as chaves estão abertas ou fechadas, a relação entre as tensões destes indutores é a mesma entre as respectivas tensões dos enrolamentos secundários. Desta forma para que não cause uma divergência entre as tensões dos indutores é necessário que a relação de espiras dos indutores seja a mesma dos respectivos secundários do transformador.

Tendo-se então calculado o número de espiras do indutor da saída principal, através da relação dos secundários calcula-se o número de espiras desta segunda saída.

3.2.1 - Cálculos dos Indutores Acoplados

As expressões utilizadas para o cálculo dos indutores acoplados são as apresentadas a seguir [9]:

$$E = \frac{L \cdot I_{pk}^2}{2} \quad (3.1)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{k \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (3.2)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{pk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \quad (3.3)$$

$$l_g = \frac{2 \cdot E \cdot \mu_0 \cdot 10^2}{B_{max}^2 \cdot A_e} \quad (3.4)$$

Onde:

E - energia total do núcleo [J]

L - indutância [H]

I_{pk} - corrente de pico no indutor [A]

k - fator de enrolamento

B - indução de fluxo [T]

J - densidade de corrente [A/cm²]

A_e - área da perna central do núcleo [cm²]

μ_0 - constante de permissividade

l_g - entreferro [cm]

A partir da expressão (3.1) determina-se a energia que cada indutor deverá armazenar. Tendo-se os dados do projeto anterior, item 2.6, $L_{s1} = 7.6 \mu H$, $L_{s2} = 150 \mu H$, $I_{pks1} = 16.8 A$, $I_{pks2} = 2.4 A$, determina-se:

$$E_1 = 1\,072.52 \mu J \quad ; \quad E_2 = 432 \mu J$$

A energia total a ser armazenada é dada por:

$$E_T = E_1 + E_2 = 1\,504.52 \mu J$$

Sabendo-se que $B_{\max} = 0.3 \text{ T}$, $J = 400 \text{ A/cm}^2$, $k = 0.55$ e utilizando-se a expressão (3.2), vem :

$$A_e \cdot A_w = 0.46 \text{ cm}^4$$

Com isso pode-se fazer a escolha adequada do núcleo destes indutores. Adotou-se, então, o núcleo E 30/14 IP6 THORNTON.

Com base nos cálculos precedentes e com uso das expressões (3.3) e (3.4), tem-se condições de determinar o número de espiras necessário e o entreferro conveniente a ser utilizado:

$$N_{s1} = 4 \text{ espiras}$$

$$N_{s2} = 12 \text{ espiras}$$

$$l_g = 0.35 \text{ mm}$$

Para o projeto das seções dos condutores baseia-se no projeto dos indutores desacoplados desenvolvido anteriormente, no capítulo 2, item 2.6.

3.3 ESTUDO EXPERIMENTAL

3.3.1 Considerações Feitas para o Estudo

Para a realização do estudo experimental, a fim de analisar a regulação cruzada dinâmica, partiu-se do mesmo protótipo básico já utilizado quando da análise da regulação cruzada estática. Entretanto, algumas adaptações se fizeram necessárias, levando-se em conta as seguintes considerações:

- os indutores de saída da fonte chaveada do protótipo original, que eram desacoplados, foram substituídos por indutores acoplados;
- houve a necessidade de adaptar, neste caso, a indutância da saída não regulada, para que a mesma mantivesse o mesmo valor de projeto original. O ajuste em questão foi feito através da introdução de um pequeno indutor de ajuste com bastão de ferrite, em série com o enrolamento do indutor a ajustar.

Os demais parâmetros do protótipo original foram mantidos

inalterados.

A razão pela qual se fez necessário adaptar o protótipo de origem deve-se ao fato de que, para poder analisar o problema da regulação cruzada dinâmica isoladamente tem-se que manter inalterado o comportamento do conversor quanto à regulação cruzada estática, caso contrário nenhuma comparação consequente pode ser feita.

Assim a estrutura a ser utilizada nos testes com os respectivos valores de seus parâmetros é aquela apresentada na figura 3.1

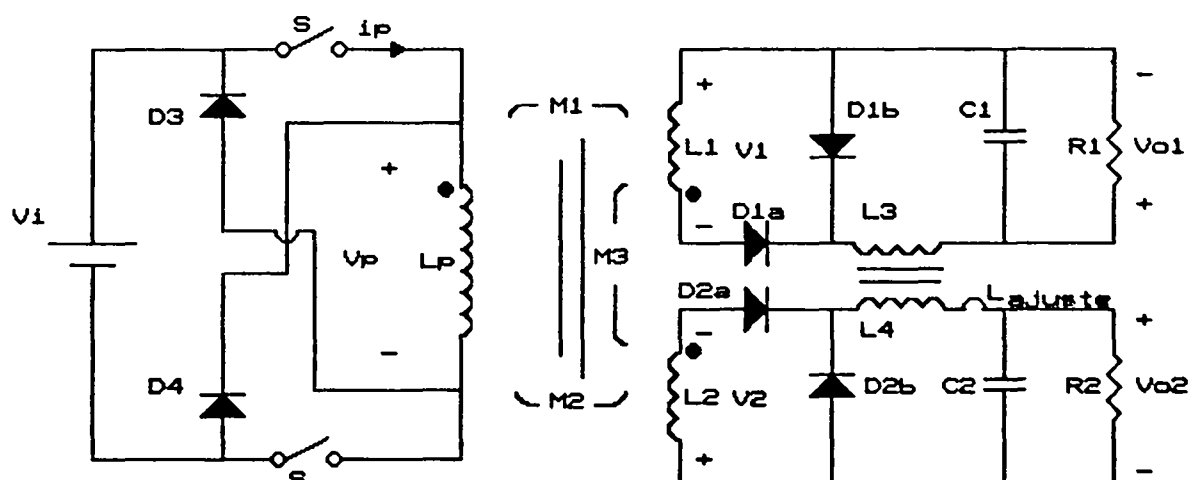


FIGURA 3.1 - Conversor Forward com duas Saídas Isoladas com Indutores de Filtragem Acoplados

O objetivo dos testes para a análise da regulação cruzada é o de verificar como comporta-se uma saída, no transitório, quando da variação de carga nela ou nas demais saídas. Neste sentido, os testes realizados devem ser do seguinte tipo:

- teste 1 - provocar uma variação na carga da saída 1, mantendo-se a carga da outra saída (saída 2) constante, nesta variação de carga provocar uma redução de carga. Para a verificação do fenômeno da regulação cruzada dinâmica, deve-se observar as tensões das saídas (V_{01} , V_{02}) no instante da variação.
- teste 2 - provocar uma variação na carga da saída 2, mantendo-se a carga da outra saída (saída 1) constante, nesta variação de carga provocar uma redução de carga. Da mesma forma, deve-se observar as tensões das saídas

para a verificação do fenômeno da regulação cruzada dinâmica.

teste 3 - provocar uma variação na carga da saída 1, mantendo-se a carga da saída 2 constante, deve-se agora provocar uma elevação de carga da saída. Para a verificação da regulação cruzada dinâmica observa-se as tensões de saída no instante da variação.

teste 4 - provocar uma variação na carga da saída 2, mantendo-se a carga da saída 1 constante, deve-se agora provocar uma elevação de carga da saída. Observa-se da mesma forma as tensões das saídas no instante da variação, para verificação da regulação cruzada dinâmica.

Estes testes deverão ser aplicados tanto para a estrutura com indutores acoplados quanto para a estrutura com indutores desacoplados. Com os testes realizados compara-se então os resultados, avaliando desta forma o efeito na regulação cruzada dinâmica.

3.3.2 - Resultados Experimentais

Inicialmente iremos apresentar alguns resultados mostrando que os ensaios feitos nesta etapa só dizem respeito à regulação cruzada dinâmica. Para isto simulou-se em bancada o teste 1, fazendo-se uma variação de carga de $R_1 = 0.43$ ohms para $R_2 = 1.6$ ohms. Esta variação, em termos percentuais da carga nominal, é de 83% para 22%. Este ensaio foi aplicado nas duas estruturas em estudo, sem os indutores acoplados e com os indutores acoplados.

Para este objetivo é necessário que se verifique o comportamento das tensões de saída após o instante da variação de carga, observando o nível DC destas tensões. Considerando que apenas pretende-se mostrar que a regulação cruzada estática foi mantida e que a saída 1 (V_{01}) é a saída regulada, apresentar-se-á apenas os resultados com relação a saída 2 (V_{02}). Esses resultados são apresentados na figura 3.2.

Nas figuras 3.2a mostram-se as variações de corrente e nas figuras 3.2b o comportamento da tensão de saída V_{02} , após a variação de carga.

Pela figura 3.2a pode-se verificar que as variações de carga nos dois protótipos, sem e com indutores acoplados, foi a

mesma. Na figura 3.2b verifica-se que o nível de tensão a qual estava a saída 2 (V_{02}), antes da variação de carga e após o transitório, para os dois protótipos foi mantida. Com estes resultados tem-se que a regulação cruzada estática foi mantida. Desta forma os resultados que são apresentados a seguir envolvem somente a regulação cruzada dinâmica.

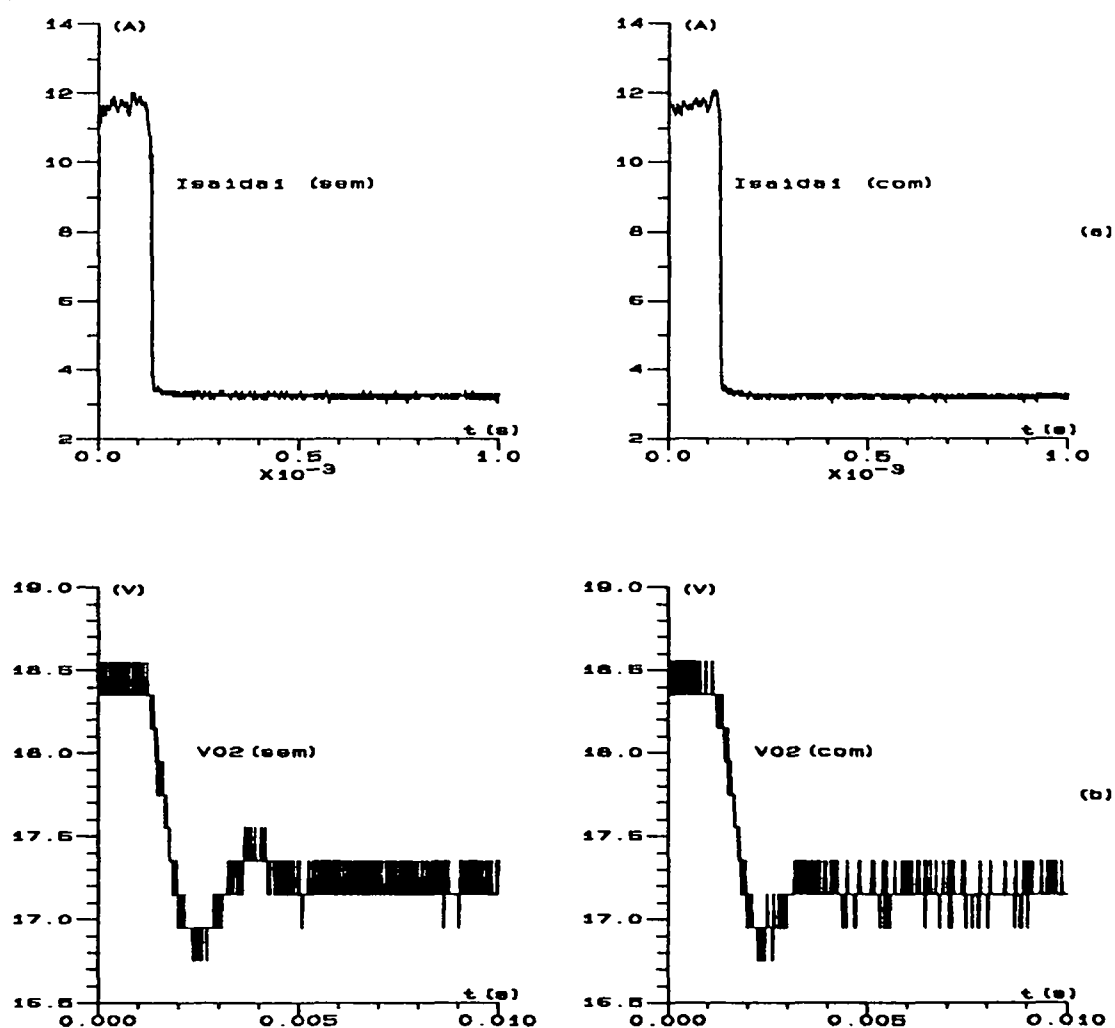


FIGURA 3.2 - Formas de Onda das Correntes (a) e Tensões (b) (teste 1)

Para melhor poder-se analisar os efeitos na regulação cruzada dinâmica é necessário verificar a resposta das tensões de saída analisando apenas a ondulação de tensão destas saídas, isto é, verificar a componente AC da forma de onda da tensão

envolvida.

Os resultados a seguir, então, serão apresentados mostrando a componente AC das tensões de saída.

Na figura 3.3 são apresentados resultados de ensaios do tipo teste 1. A variação de carga da saída foi de $R_1 = 0.45$ ohms para $R_1 = 1.7$ ohms, o que representa uma variação de 79% a 21% da carga nominal.

Verifica-se pela figura 3.3a que a variação de carga para os dois casos, sem e com indutores acoplados foi a mesma.

Analisando os resultados mostrados na figura 3.3b, nota-se que para a tensão de saída V_{01} (saída regulada), não há diferença no tempo de resposta do controlador após o instante da variação de carga e a sobretensão que aparece é praticamente a mesma nos dois casos, sem e com indutores acoplados.

Nota-se alguma diferença na tensão de saída V_{02} (saída não regulada), conforme pode ser visto na figura 3.3c. O nível de tensão (subtensão), ao qual chegou a saída V_{02} , após a variação de carga com os indutores acoplados e o tempo de resposta até a saída se estabilizar, é um pouco menor com relação ao caso sem os indutores acoplados. Esta diferença, entretanto, não é significativa.

Na figura 3.4 são apresentados resultados de ensaios do tipo teste 2. A variação de carga da saída foi de $R_2 = 7.5$ ohms para $R_2 = 58$ ohms, isto em termos percentuais da carga nominal é de 100% a 13%.

Verifica-se pela figura 3.4a que a variação de carga para os dois casos, sem e com indutores acoplados foi a mesma.

Observa-se pelos resultados da figura 3.4b, que para a saída regulada (V_{01}) não há nenhuma interferência com a variação da saída 2, tanto para o caso com indutores acoplados como para o caso com os indutores desacoplados.

Para os resultados da saída 2 (V_{02}) figura 3.4c, conclui-se que a sobretensão e o tempo de resposta transitória, até que o nível de tensão se estabilize, são menores para o caso com indutores acoplados.

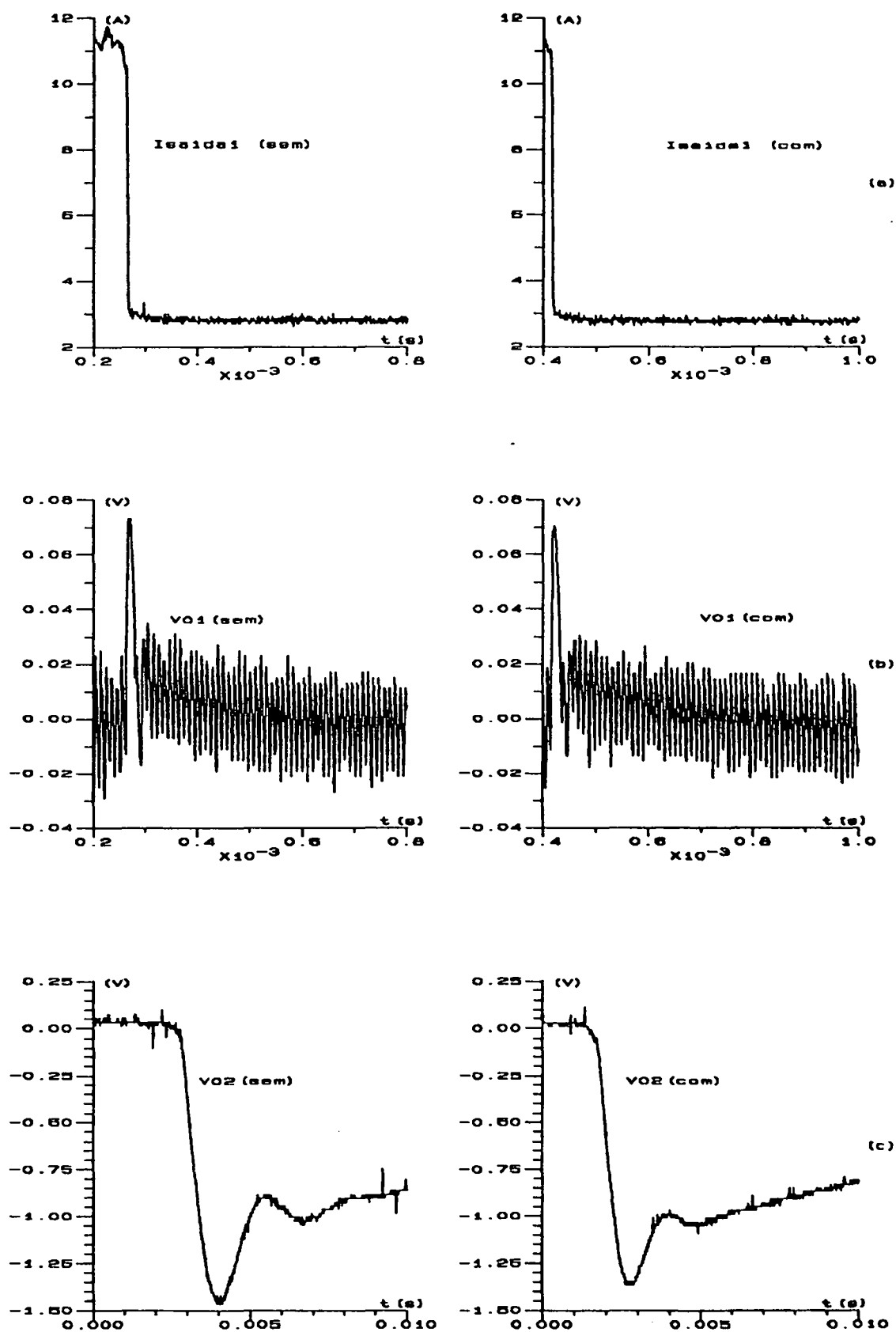


FIGURA 3.3 - Formas de Onda da Corrente (a) e da Componente AC das Tensões (b) e (c), (teste 1)

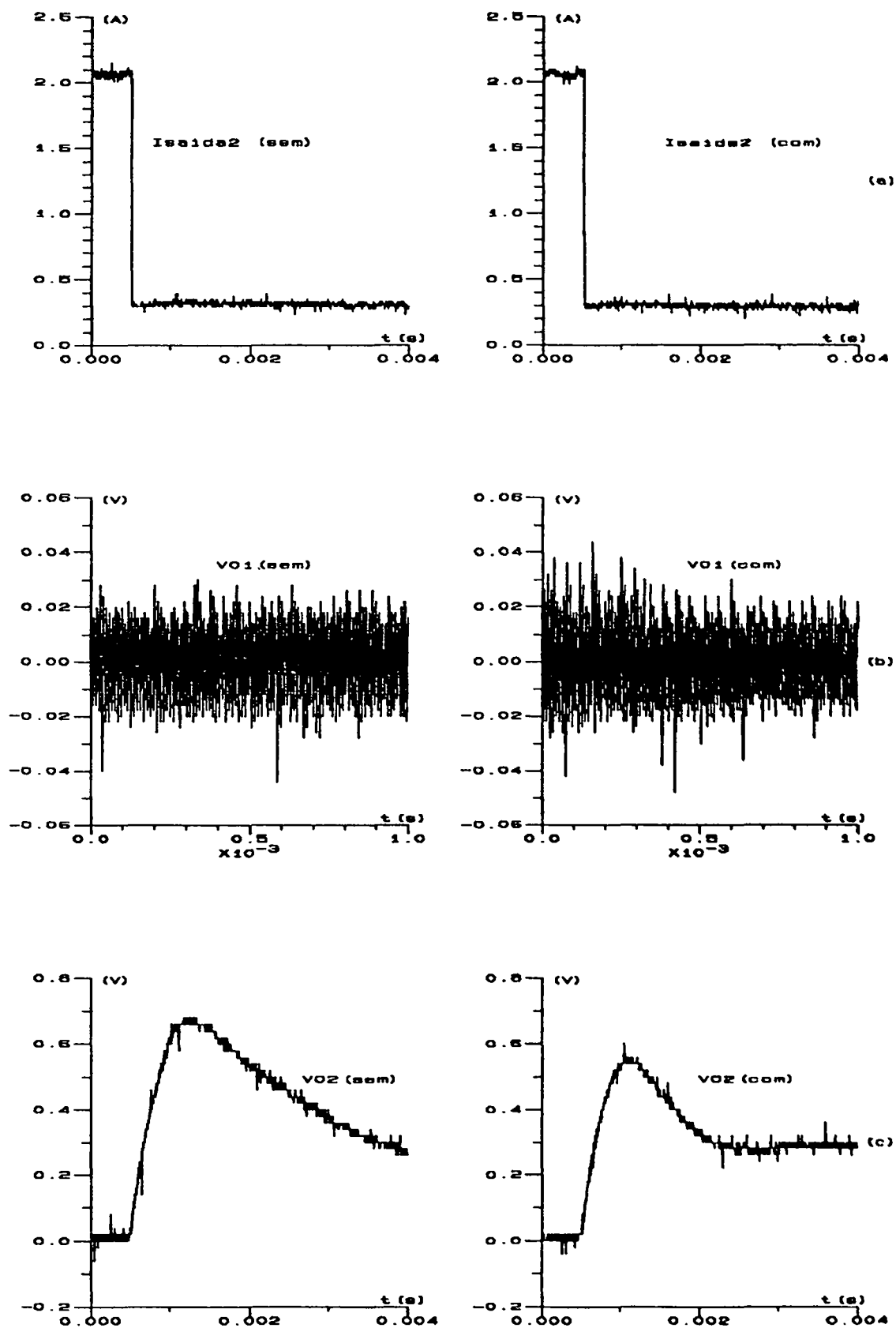


FIGURA 3.4 - Formas de Onda de Corrente (a) e da Componente AC das Tensões (b) e (c), (teste 2)

Na figura 3.5 são apresentados resultados de ensaios do tipo teste 3. A variação de carga da saída foi de $R_1 = 1.7$ ohms para $R_1 = 0.92$ ohms, representando uma variação de 21% a 40% da carga nominal.

Verifica-se pela figura 3.5a que a variação de carga para os dois casos, sem e com indutores acoplados, foi a mesma.

Comparando os resultados apresentados na saída 1 (V_{01}) figura 3.5b, o protótipo sem o indutor acoplado apresentou uma subtensão menor do que a saída com indutor acoplado. É interessante salientar que esta subtensão é da ordem de 20 mV.

Para os resultados da saída 2 (V_{02}) figuras 3.5c, conclui-se que a sobretensão e o tempo de resposta transitória, até que o nível de tensão se estabilize em um valor constante, são menores para o caso com indutores acoplados.

Na figura 3.6 são apresentados resultados de ensaios do tipo teste 4. A variação de carga da saída foi de $R_2 = 34$ ohms para $R_2 = 7.5$ ohms, seja uma variação de 22% a 100% da carga nominal.

Verifica-se pela figura 3.6a que, também neste caso, a variação de carga para os dois protótipos, sem e com indutores acoplados, foi a mesma.

Observa-se pelos resultados da figura 3.6b, que para a saída regulada (V_{01}) não há nenhuma interferência com a variação de carga da saída 2, tanto para o caso sem indutores acoplados como para o caso com indutores acoplados.

Para os resultados da saída 2 (V_{02}) figura 3.6c, conclui-se que a subtensão e o tempo de resposta transitória são menores para o caso com indutores acoplados.

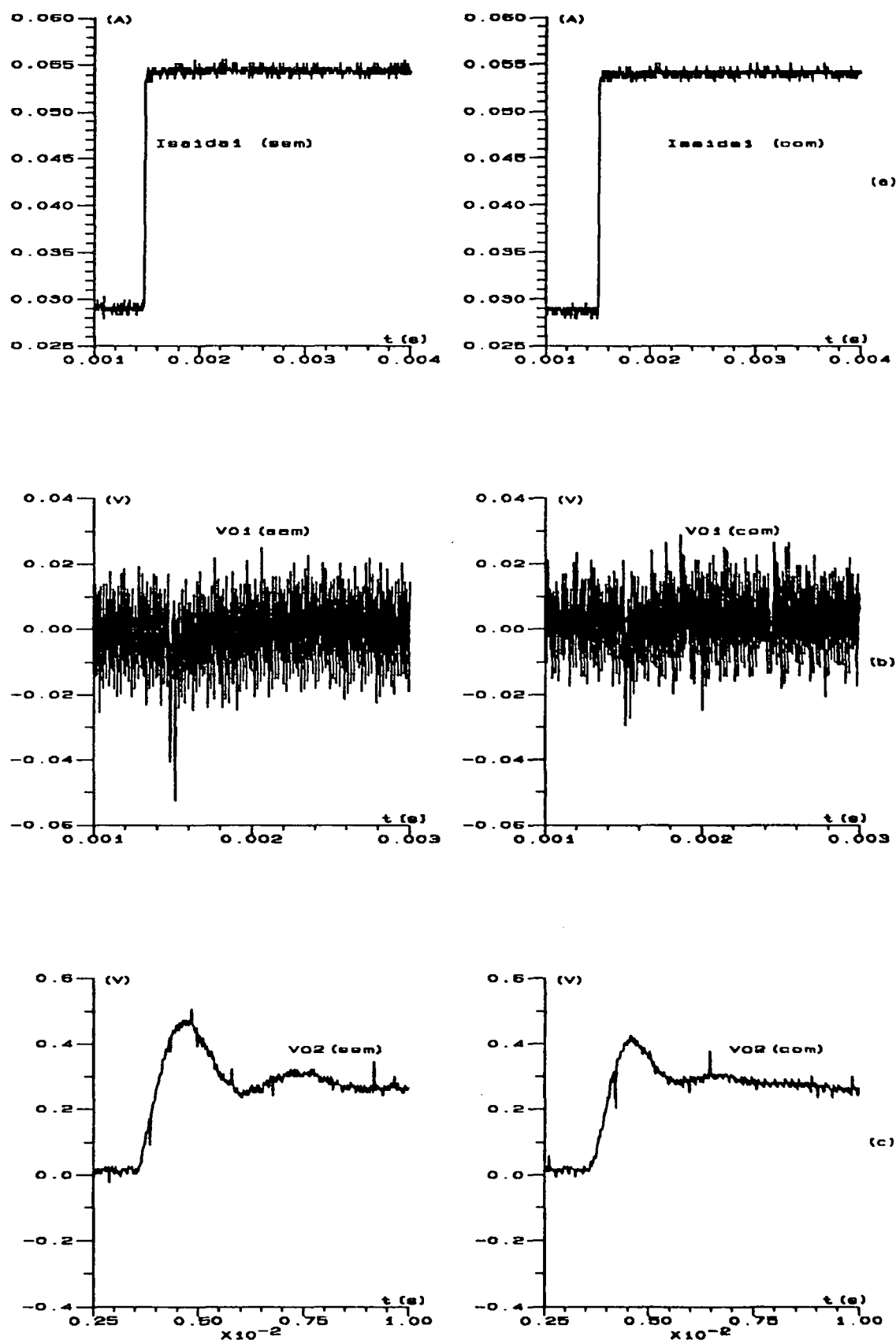


FIGURA 3.5 - Formas de Onda da Corrente (a) e da Componente AC das Tensões (b) e (c), (teste 3)

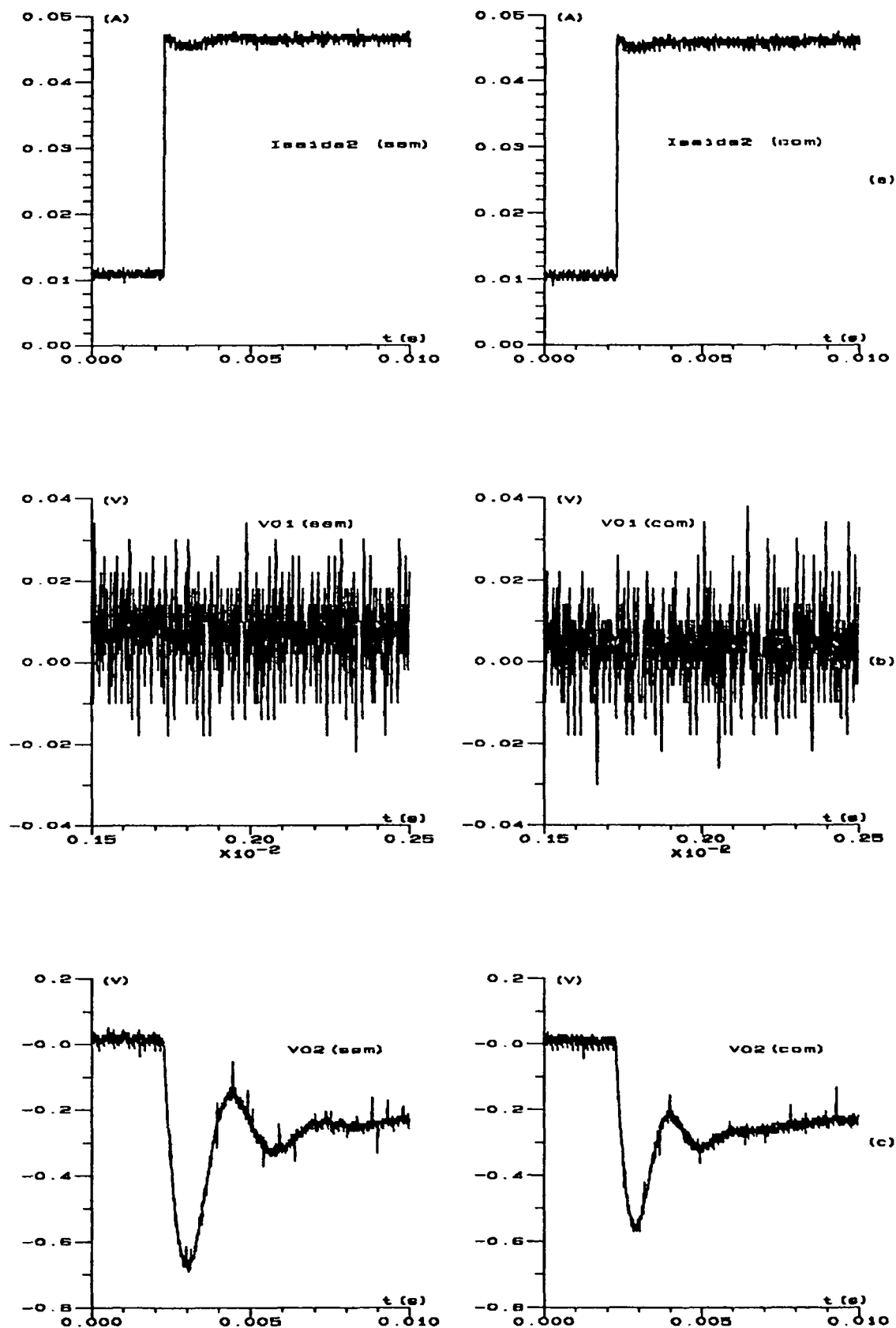


FIGURA 3.6 - Formas de Onda de Corrente (a) e da Componente AC das Tensões (b) e (c), (teste 4)

3.4 - CONCLUSÃO

Conclui-se que, para uma variação de carga, o comportamento das tensões de saída no instante desta variação, isto é, a regulação cruzada dinâmica, foi melhorada com o acoplamento dos indutores de filtragem das saídas. Em alguns casos de variação de carga as diferenças de sobretensão ou subtensão nos terminais de saída, comparando-se as técnicas de sem e com acoplamento dos indutores de filtragem das saídas não é tão significativa, muito embora as saídas com os indutores acoplados apresentem um melhor desempenho.

No caso do teste de redução de carga da saída 2, o tempo de resposta para a saída não regulada foi bem melhor com o acoplamento dos indutores.

Uma outra conclusão importante a salientar é que obteve-se um ganho significativo com relação ao volume ocupado pelos indutores de filtragem das saídas com o acoplamento destes em um mesmo núcleo.

O ganho do volume resulta do fato de que o espaço ocupado pelos indutores acoplados é basicamente o mesmo ocupado por um dos indutores quando desacoplados. Mesmo considerando-se a necessidade de um indutor de ajuste, o volume destes indutores de filtragem é menor quando acoplados no mesmo núcleo.

Em termos de volume do material para a construção dos indutores, foram utilizados praticamente as mesmas quantidades, tanto de cobre como de ferrite. No caso do projeto com os indutores acoplados, foi utilizado a mais, apenas o bastão de ferrite para ajuste da indutância.

CAPÍTULO 4

4 - INFLUÊNCIA DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS NA REGULAÇÃO CRUZADA

4.1 - INTRODUÇÃO

Com a necessidade cada vez maior de compactação dos conversores e com as possibilidades abertas pela evolução tecnológica no que diz respeito aos semicondutores de potência e às técnicas de chaveamento, permitindo a operação destes conversores em frequências elevadas, se fez necessário que uma maior atenção seja dada aos elementos magnéticos que compõem tais estruturas.

Ao longo dos capítulos precedentes analisou-se o problema da regulação cruzada em fontes chaveadas de múltiplas saídas, especificamente o caso do conversor forward com 2 saídas. Mostrou-se que o transformador, assim como os indutores de filtragem do conversor, tem influência determinante no fenômeno da regulação cruzada.

Caberia, então, desenvolver um aprofundado estudo sobre o transformador, no que se refere ao seu projeto em termos de geometria do núcleo, tipo de materiais utilizados, topologias de bobinagem, perfis de condutores, etc. Tais elementos são decisivos no desempenho do transformador.

Sabe-se das características dos materiais magnéticos que as perdas aumentam com o aumento da frequência [20], e como consequência, para um projeto em alta frequência deve-se fazer um cálculo térmico para não comprometer o funcionamento dos componentes magnéticos.

Por outro lado, seria importante também analisar detalhadamente as influências dos elementos parasitas do transformador [14], bem como obter-se uma modelagem dos transformadores e indutores levando em conta estes elementos parasitas.

Para poder-se estabelecer critérios precisos de projeto em alta frequência é necessário que se tenha bem conhecidas as características dos materiais magnéticos nestas operações, caso

este que nem sempre é possível [16].

No presente capítulo são apresentadas algumas considerações sobre alguns dos pontos aqui levantados, relativamente ao aspecto construtivo de transformadores para utilização em fontes chaveadas, buscando levantar alguns critérios iniciais de projeto.

Apresenta-se, ainda, um estudo experimental, a fim de comprovar a influência de certas características do transformador.

4.2 - CARACTERÍSTICAS IMPORTANTES DO TRANSFORMADOR

Dentre as diversas características construtivas que apresentam importância relevante no desempenho de transformadores e indutores, do ponto de vista da aplicação em fontes chaveadas para operação em alta frequência, podem ser feitas algumas observações básicas, como segue:

- Geometria de núcleos: São várias as opções existentes em termos de geometria de núcleos. A forma mais utilizada em transformadores e indutores é o núcleo EE. As principais razões pelas quais isto ocorre são o seu custo mais baixo, em relação à outras formas, devido ao seu processo de fabricação, e a maior facilidade na confecção de transformadores e indutores.

Com o aumento da frequência de operação das fontes, tendo-se também como objetivo a redução do peso e volume dos componentes magnéticos, tem-se que levar em conta alguns fatores para a escolha de um núcleo adequado.

Além da redução do núcleo com a alta frequência, reduz-se também o número de espiras das bobinas dos componentes magnéticos. Desta forma núcleos do tipo que envolvem as bobinas, por exemplo núcleo pote, podem apresentar melhor acoplamento das bobinas com o núcleo, reduzindo a indutância de dispersão deste componente. Como apresentado nos capítulos anteriores com um melhor acoplamento reduz-se o problema da regulação cruzada.

Uma outra consideração a ser feita no que diz respeito a compactação, é que a forma mais adequada é a de um núcleo com baixo perfil.

- Características dos materiais magnéticos: Em se tratando de operação em alta frequência é necessário que se tenha núcleos dos transformadores e indutores constituídos de materiais que apresentem bom desempenho nestas frequências.

Cabe aqui citar as características dos materiais magnéticos que podem comprometer o desempenho em frequências elevadas.

As perdas nos materiais magnéticos dividem-se em perdas por histerese e por correntes parasitas.

As perdas por histerese podem ser certificadas pelo ciclo de histerese do material. Cada tipo de material apresenta uma quantidade de energia perdida por cada ciclo de magnetização. Se este ciclo se repete em uma determinada frequência, as perdas totais por histerese dependem desta frequência, isto é, quanto maior a frequência maior quantidade de energia perdida envolvida. Esta energia perdida é dissipada como calor no material magnético.

Mesmo não sendo o núcleo de um componente magnético um bom condutor de eletricidade, quando em operação com uma variação de fluxo são produzidas neste núcleo correntes parasitas. Se a variação deste fluxo ocorrer lentamente, isto é, a excitação que provoca esta variação de fluxo for de uma frequência baixa, o efeito das correntes parasitas pode ser desprezível. Isto já não acontece quando esta variação de fluxo não é lenta, isto é, na operação em frequências elevadas. Estas correntes parasitas provocam perdas de energia que são dissipadas como calor.

Para não comprometer o desempenho dos componentes magnéticos, estes tem que apresentar algumas características que permitam reduzir estas perdas relatadas acima. Para isto, tais componentes devem ser de:

- material com núcleo de alta resistividade;
- material com uma permeabilidade alta mas com baixas perdas por histerese.

O aumento das perdas no núcleo pode comprometer o rendimento e provocar uma elevação de temperatura devido ao fato que a energia perdida é dissipada como calor.

- Perfil dos condutores: No que diz respeito aos condutores, uma primeira consideração a ser feita pela influência da alta frequência, é que a profundidade de penetração da corrente no condutor diminui com o aumento da frequência. Para se adequar a esta situação, quando se trabalha com frequências elevadas, distribui-se o condutor em um número de condutores em paralelo, de forma que o diâmetro de cada condutor seja próximo à profundidade de penetração da corrente naquela frequência.

Uma vez que a profundidade de penetração da corrente é pequena, pode-se utilizar condutores laminares, isto é, de seção retangular. Desta forma não necessitando da colocação de condutores em paralelo.

A utilização de condutores de seção retangular auxiliando no problema do efeito skin, torna-se praticamente viável pelo fato do número de espiras dos componentes magnéticos reduzir com o aumento da frequência. Uma outra característica é que pode-se ter uma melhor reprodutibilidade dos parâmetros do transformador, fator muito importante em um processo produtivo. Além disso devido à necessidade de compactação das fontes há uma tendência crescente em utilizar-se transformadores de baixo perfil. A confecção destes transformadores pode ser facilitada pelo uso de condutores de seção retangular [17].

- Topologia de bobinagem: Já é de nosso conhecimento que com o aumento da frequência o número de espiras das bobinas dos transformadores se reduzem, e também que o acoplamento entre as bobinas do transformador influencia na regulação cruzada. Com a redução do número de espiras o acoplamento dos enrolamentos pode ser influenciado pela maneira com que são dispostas as bobinas. Por isto é importante conhecer uma melhor topologia de bobinagem para se obter um bom acoplamento.

Como em muitos conversores a relação de espiras entre primários e secundários é bem diferente da unidade, pode-se então aumentar ainda mais a variação do acoplamento com a topologia das bobinas.

O desempenho de transformadores e indutores para as aplicações aqui empregadas depende fortemente da combinação de todas as características que foram apresentadas. Por razões

materiais, entretanto, estudou-se mais diretamente apenas a influência da distribuição dos enrolamentos no comportamento do transformador, quando utilizado em uma fonte chaveada do tipo considerado.

4.3 - UMA ANÁLISE DE DIFERENTES TOPOLOGIAS DE BOBINAGEM

Apresentou-se no item 4.2 algumas maneiras como tentativas de melhorar o acoplamento do transformador, vistos os problemas com a regulação cruzada.

Como um ponto de partida para o desenvolvimento de estudos referentes às características do transformador, apresenta-se aqui uma análise levando-se em conta as variações de topologias de bobinagem.

É de grande interesse salientar que se fez apenas estudos com variações de topologias de bobinagem, devido a grande dificuldade em nosso País de se obter materiais tais como, os condutores de seções retangulares, diferentes formas de núcleos, etc.

Um outro motivo é que se trata de um primeiro trabalho dentro do assunto dos componentes magnéticos em aplicações na eletrônica de potência no Brasil, dificultando um maior avanço no estudo pelo pouco desenvolvimento do assunto.

4.3.1 - Estudo Experimental

Para comprovar que com pequenas variações na maneira de enrolar as bobinas, isto é, com diferentes topologias de bobinagem, pode-se provocar uma grande variação no acoplamento dos enrolamentos, fez-se um estudo de diferentes situações possíveis desta característica.

Foram confeccionados quatro transformadores com as mesmas especificações do apresentado no capítulo 2, apenas modificando a disposição dos enrolamentos no núcleo. Realizou-se um estudo experimental no mesmo protótipo já anteriormente apresentado, obtendo-se resultados que comprovaram a grande variação no acoplamento com as diferentes topologias.

As diferentes topologias de bobinagem são mostradas na

figura 4.1.

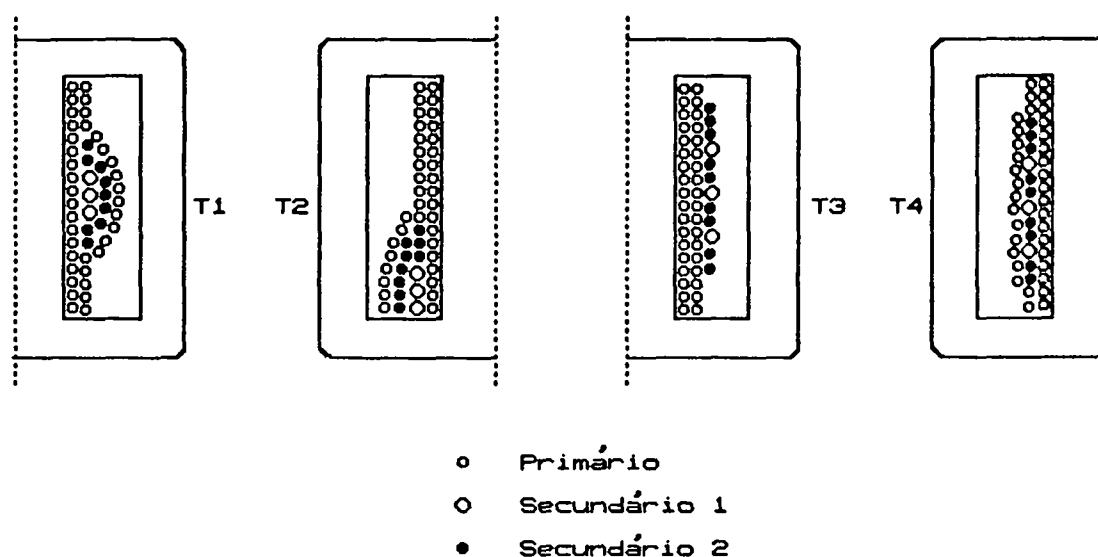


FIGURA 4.1 - Diferentes Topologias dos Enrolamentos

Cada transformador foi submetido a dois tipos de ensaios, que foram realizados da seguinte maneira:

Teste 1 - Variou-se a carga da saída 1 (saída regulada), mantendo-se a carga da saída 2 constante. Para cada variação de carga observou-se o nível de tensão da saída 2 (V_{02}).

Teste 2 - Variou-se a carga da saída 2 (saída não regulada), mantendo-se a carga da saída 1 constante. Para cada variação de carga observou-se o nível de tensão da saída 2 (V_{02}).

Como a regulação cruzada estática depende do acoplamento dos enrolamentos do transformador, é possível analisar o acoplamento através dos resultados obtidos nos dois ensaios apresentados.

Sabendo-se que um bom acoplamento dos enrolamentos auxilia em uma boa regulação cruzada estática, pode-se concluir que o transformador que apresentar níveis de tensão da saída não regulada (V_{02}), mais próximos do valor nominal (15 V), é que apresenta uma topologia de bobinagem com melhor acoplamento.

4.3.2 - Resultados Obtidos

A figura 4.2 mostra os resultados obtidos com relação aos testes realizados. Na figura 4.2a são apresentados os resultados com relação ao teste 1, e na figura 4.2b com relação ao teste 2.

Constata-se, a partir das figuras apresentadas que o transformador T4 teve o melhor comportamento mantendo a saída não regulada sempre mais próxima do valor nominal com relação aos outros transformadores ($V_{02} = 15 \text{ V}$). O transformador T3 não apresentou um comportamento muito diferente do apresentado pelo transformador T4. A diferença entre as topologias das bobinas de T3 e T4 é que no transformador T3 os enrolamentos secundários não foram enrolados entre as duas metades do enrolamento primário. No entanto o acoplamento não foi muito diferente.

A figura 4.1 permite verificar estas características diferentes das topologias dos enrolamentos.

O que os resultados mostraram foi uma grande dependência na regulação cruzada em relação às espiras dos secundários estarem concentradas ou distribuídas, e em relação a altura em que os enrolamentos foram localizados na perna central do núcleo.

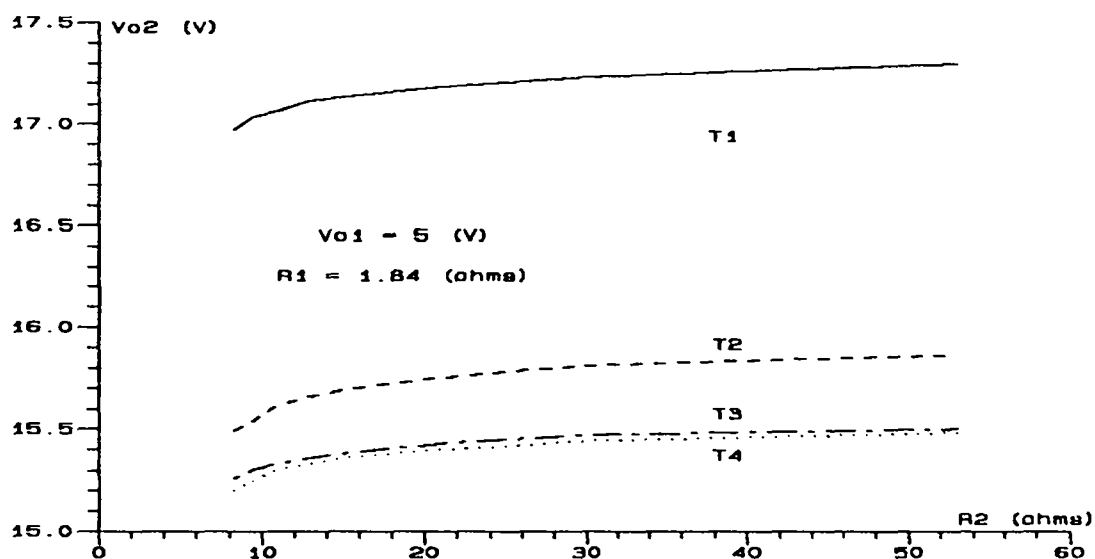
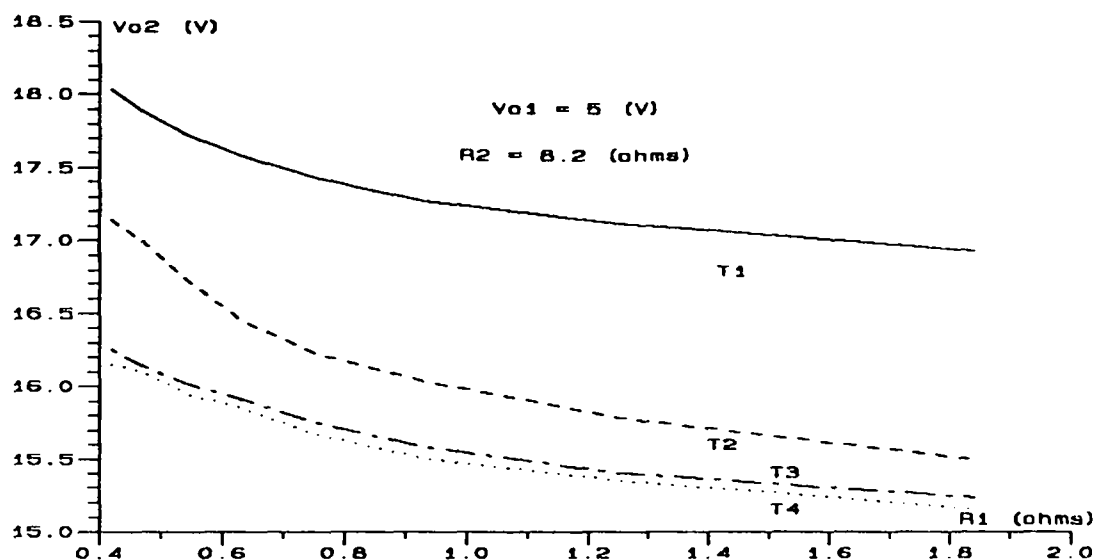


FIGURA 4.2 - Resultado dos Testes de Variação de Carga

4.4 - CONCLUSÃO

Discutiu-se algumas características importantes dos componentes magnéticos de um conversor que interferem no comportamento do mesmo quando de sua operação em frequências elevadas.

Relatou-se várias alternativas com relação aos aspectos

construtivos do transformador, como tentativa de melhorar o acoplamento dos enrolamentos, consequentemente diminuindo o efeito da regulação cruzada.

Fez-se um estudo experimental com diferentes topologias de bobinagem, as quais foram submetidas a ensaios de variação de carga. Comprovou-se com este estudo que há uma grande dependência do acoplamento dos enrolamentos do transformador com pequenas variações nas topologias de bobinagem.

Destas conclusões, verifica-se ser de grande importância a otimização dos parâmetros do transformador.

CONCLUSÕES GERAIS

Pelo presente trabalho verificou-se que há uma grande necessidade de se concentrar esforços no que diz respeito aos estudos dos componentes magnéticos, principalmente na atuação destes em frequências elevadas.

Neste trabalho desenvolveu-se um estudo qualitativo identificando o problema da regulação cruzada pela influência dos parâmetros do transformador e também foi mostrado como uma variação de carga de uma das saídas pode provocar variações nas tensões terminais de uma fonte chaveada

Através de um estudo analítico deduziu-se expressões confirmando a influência dos parâmetros do transformador na regulação cruzada, bem como expressões que permitem determinar o comportamento da tensão de saída em função destes parâmetros e do nível de carga das saídas.

Desenvolveu-se um projeto de uma fonte chaveada especialmente para analisar a regulação cruzada estática das saídas. Deste projeto foram apresentados os desenvolvimentos das partes consideradas mais importantes para o estudo presente.

Pode-se verificar a influência da frequência nas características do transformador através do projeto detalhado do mesmo.

A partir de todo o projeto da fonte chaveada desenvolvido fez-se estudos de simulação através de computadores, obtendo-se resultados próximos aos analíticos apresentados.

Desenvolveu-se, então, um protótipo que possibilitou a confirmação dos resultados de simulação e analíticos.

Com este protótipo realizou-se também estudos com relação a regulação cruzada dinâmica. Para este foi utilizado a técnica de indutores acoplados. Realizou-se ensaios, nos quais obteve-se resultados mostrando que o acoplamento dos indutores de filtragem das saídas diminui o efeito da regulação cruzada dinâmica.

Pode-se certificar também que o acoplamento dos indutores reduz o volume destes com relação ao uso de indutores desacoplados. Consequentemente reduzindo o volume da fonte chaveada.

Apresentou-se várias formas de se poder trabalhar no transformador com vistas a melhorar o acoplamento dos enrolamentos melhorando desta forma a regulação cruzada estática. Destas técnicas apresentadas fez-se um estudo experimental mostrando que o acoplamento influencia em muito a regulação cruzada estática, trabalhando-se apenas com diferentes topologias de bobinagem do transformador. Mostrou-se que com pequenas variações na disposição das espiras das bobinas varia-se muito o acoplamento, que foi verificado pela tensão da saída não regulada do protótipo elaborado.

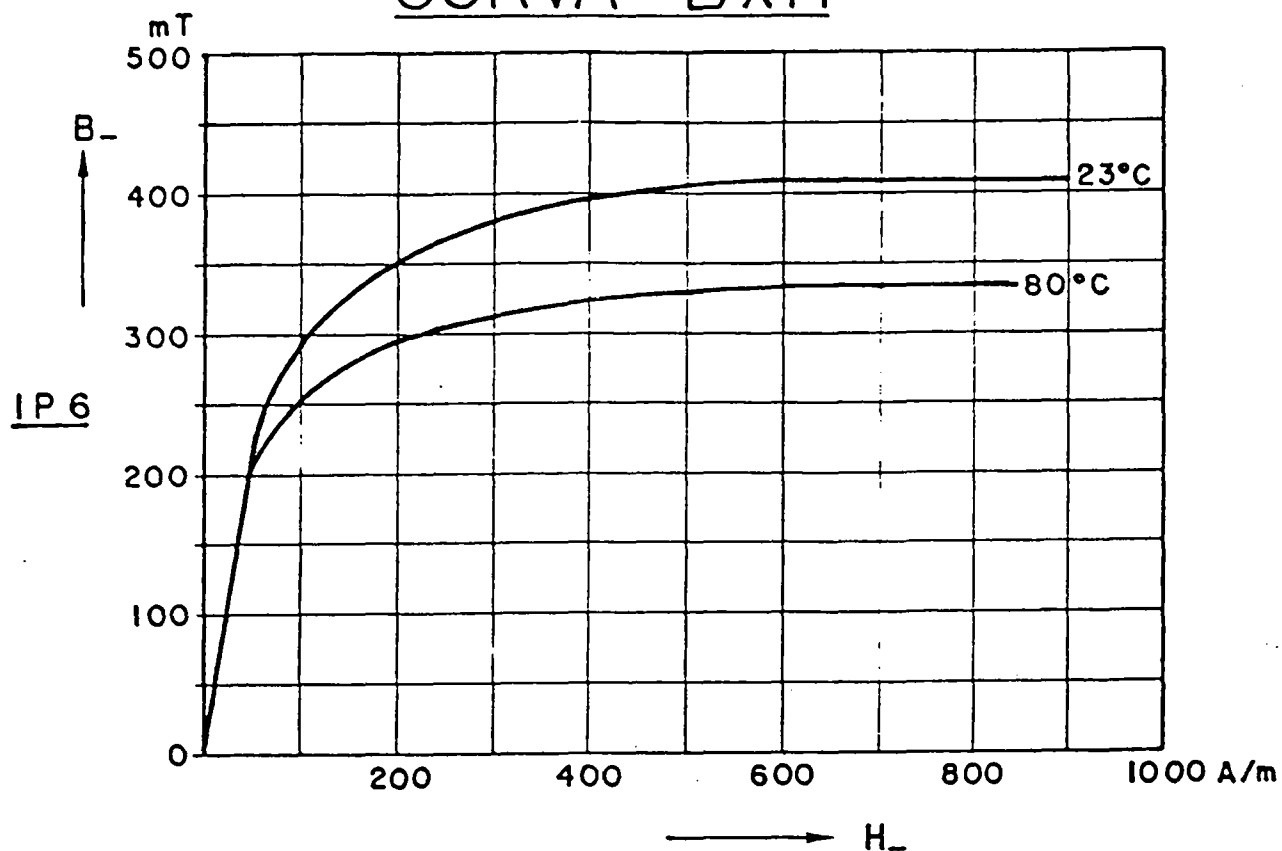
Com este estudo realizado sugere-se uma melhor elaboração dos projetos de componentes magnéticos, principalmente em alta frequência , e como continuidade deste estudo a utilização de outras técnicas com relação a elaboração de um transformador, apresentando algumas delas abaixo:

- Busca de materiais magnéticos especiais com melhor desempenho em alta frequência;
- Utilização de condutores de seções retangulares, tais como, lâminas condutoras ou placas de circuito impresso com o objetivo de melhorar o acoplamento e a possibilidade de auxiliar na redução do volume do núcleo;
- Formas de núcleos diferentes, com baixo perfil, auxiliando também no acoplamento dos enrolamentos, exemplo núcleo POTE [15];
- Uma tentativa de se desenvolver outros tipos de transformadores como a tecnologia dos transformadores planares [17].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] L. H. DIXON, Jr., 'The Effects of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performance', UNITRODE, Power Supply Desing Seminar, 1986.
- [02] L. H. DIXON, 'The Effects of Leakage Inductance on Multi-Output Flyback Circuits', UNITRODE, Power Supply Desing Seminar, 1986.
- [03] K. K. LIU, 'Effects of Leakage Inductance on the Cross Regulation in a Discontinuous-Mode Flyback Converter', HFPC - Conference Proceedings, May 1989.
- [04] T. G. WILSON, Jr., 'Cross Regulation in a Two-Output DC-to-DC Converter With Application to Testing of Energy-Storage Transformers', IEEE, PESC - Conference Proceedings 1978, pp 124-134.
- [05] T. G. WILSON, Jr., 'Cross Regulation in a Energy-Storage DC-to-DC Converter With Two Regulated Outputs', PESC 77 Record.
- [06] L. DIXON, 'Coupled Filter Inductors in Multi-Output Buck Regulators', UNITRODE, Power Supply Desing Seminar 1986.
- [07] Marty Brown, Pratical Switching Power Supply Desing, Academic Press, Inc., 1990.
- [08] CLIFFORD L. JAMERSON, 'Post-Regulation Techniques for 100 kHz to 300 kHz Multiple Output PWM Supplies', HFPC- Proceedings of High Frequency Conference, May 1989.
- [09] I. BARBI, 'Projetos de Fontes Chaveadas', Publicação Interna, LAMEP UFSC, 1990.
- [10] I. BARBI, 'Eletrônica de Potência II', Publicação Interna, LAMEP UFSC, 1981.
- [11] UNITRODE Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, 1986.
- [12] A. F. SOUZA, D. C. MARTINS, Manual de Utilização do Programa SCVOLT-Simulação de Conversores Estáticos Método do Voltímetro, Publicação Interna, 1990.
- [13] W. B. M. do Nascimento, J. C. S. Fagundes, "Static Cross Regulation Analysis Using a Multiple Output Forward Converter", Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP, 1991.
- [14] K. HARADA, T. NINOMIYA, H. KAKIHARA, 'Effects of Stray Capacitances between Transfomer Winding on the Noise Characteristics in Switching Power Converters', IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., pp.181-188, March 1981.

- [15] Catálogo de Núcleo de Ferrite, Thornton - Inpec Eletrônica LTDA, 1989.
- [16] D. K. Conroy, G. F. Pierce, 'Measurement Techniques for the Desing of High-Frequency SMPS Transformers', IEEE APEC'88 Conference Proceedings, pp.341-351.
- [17] A. ESTROV, (MTC), 'Planar Magnetics for Power Converters', Electronique de Puissance - 31, Fevrier 1989, pp.46-53.
- [18] Power MOSFET Transistor Data, Motorola, 1990.
- [19] Linear Databook, National Semiconductor Corporation, 1982.
- [20] G. R. Slemon, A. Straughen, Electric Machines, Addison-Wesley Publishing Company - 1980.

CURVA BxHNÚCLEO E-42/15